

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

21.10.2004

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

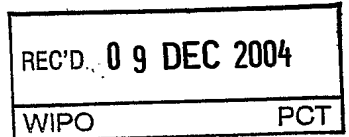
This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: 2004年 3月29日

出願番号
Application Number: 特願2004-095248

[ST. 10/C]: [JP 2004-095248]

出願人
Applicant(s): 三菱電機株式会社

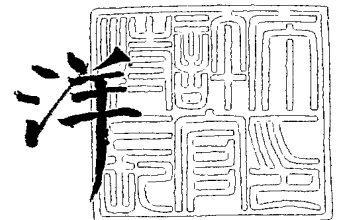


PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年11月26日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

小川



【書類名】 特許願
【整理番号】 549385JP01
【提出日】 平成16年 3月29日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H05H 1/24
【発明者】
 【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号 三菱電機株式会社内
 【氏名】 民田 太一郎
【発明者】
 【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号 三菱電機株式会社内
 【氏名】 岩田 明彦
【発明者】
 【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号 三菱電機株式会社内
 【氏名】 和田 昇
【発明者】
 【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号 三菱電機株式会社内
 【氏名】 峯 慎吾
【発明者】
 【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号 三菱電機株式会社内
 【氏名】 中谷 元
【特許出願人】
 【識別番号】 000006013
 【氏名又は名称】 三菱電機株式会社
【代理人】
 【識別番号】 100089233
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 吉田 茂明
【選任した代理人】
 【識別番号】 100088672
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 吉竹 英俊
【選任した代理人】
 【識別番号】 100088845
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 有田 貴弘
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 012852
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1

【書類名】 特許請求の範囲

【請求項 1】

誘電体バリア放電によりプラズマを発生させる放電負荷を駆動するプラズマ発生用電源装置であって、

前記放電負荷に直接に電力を供給する交流電源と、

前記交流電源の交流出力の周波数を制御可能な制御装置と、を備え、

前記制御装置は、

前記放電負荷への目標投入電力に応じて、前記交流電源の電源周波数を変化させるように制御する、プラズマ発生用電源装置。

【請求項 2】

前記制御装置は、

前記交流電源の電源出力端において、電流が電圧に対して遅れ位相となるように前記電源周波数を制御する、請求項 1 記載のプラズマ発生用電源装置。

【請求項 3】

前記制御装置は、前記目標投入電力が、最大定格の電力である場合には前記電源周波数を、前記放電負荷の共振周波数の近傍に設定する、請求項 1 記載のプラズマ発生用電源装置。

【請求項 4】

前記交流電源はインバータで構成され、前記交流出力はパルス出力であって、

前記制御装置は、

C_g : 前記放電負荷に含まれる誘電体の静電容量値

C_a : 前記放電負荷に含まれるガス領域の静電容量値

C_p : 前記放電負荷に並列する浮遊の静電容量値

V^* : 放電維持電圧

L : 前記放電負荷を含む回路中のインダクタンス値

f : 前記電源周波数

C_β : 非放電時の静電容量

とした場合に、

前記パルス出力のデューティを最大値に固定して前記電源周波数を変化させた場合の投入電力の特性曲線と、

【数 1】

$$P_{oz} = 4 C_g (V^*)^2 f \left(\frac{C_g}{C_g + C_p - \frac{1}{L (2\pi f)^2}} - \left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \right) \quad \dots (4)$$

で表される投入電力 P_{oz} の曲線を 0.9 倍した曲線と、

【数 2】

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_\beta}} \quad \dots (5)$$

で表される非放電時の共振周波数 f_{max} を表す直線とで囲まれる安定制御領域の範囲で、前記電源周波数および前記デューティを変化させる、請求項 1 記載のプラズマ発生用電源装置。

【請求項 5】

前記制御装置は、

前記パルス出力のデューティを最大値の 8 割ないし 9 割の何れかの値に固定して周波数を変化させた場合の投入電力の特性曲線の共振点を境にして高周波数側の端縁と、

前記数式(5)で規定される前記非放電時の共振周波数 f_{max} の値から f_{max} の 8 割の値までの範囲から選択される周波数を表す直線とで規定される曲線に沿って、前記電源周波数および前記デューティを変化させる、請求項 4 記載のプラズマ発生用電源装置。

【請求項 6】

前記放電負荷に直列にまたは並列に介挿されたりアクトルを備える、請求項 1 記載のプラズマ発生用電源装置。

【請求項 7】

少なくとも前記放電負荷に直列に介挿された前記リアクトルを有し、

前記放電負荷の容量成分と前記リアクトルとの共振により前記放電負荷に与えられる負荷電圧を跳ね上げ、

前記インバータの出力電圧に対して前記負荷電圧の比率を電圧跳ね上げ率とする場合に

、前記制御装置は、

前記電源周波数を、前記回路の共振周波数に略等しく設定するとともに、前記電源電圧に対する前記電圧跳ね上げ率の特性曲線において、前記電圧跳ね上げ率が最小値近傍の値となるように前記出力電圧を選択する、請求項 6 記載のプラズマ発生用電源装置。

【請求項 8】

前記電圧跳ね上げ率の前記特性曲線において、前記電圧跳ね上げ率の前記最小値 $M00$ を

【数 3】

$$M00 = \sqrt{2} \left(\left(\left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right) - \frac{1}{2} \right) + \sqrt{\left(\left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right) - \frac{1}{2} \right)^2 - \frac{1}{4}} \right) \\ \cong 2\sqrt{2} \left(\left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right) - 0.5 \right) \quad \dots (10)$$

で規定する場合、

前記制御装置は、

前記負荷電圧を、前記インバータの母線電圧の $(\sqrt{2}/4) \cdot M00$ 倍より大きく、 $\sqrt{2} \cdot (M00 + 2)$ 倍未満となるように設定する、請求項 7 記載のプラズマ発生用電源装置。

【請求項 9】

V_d : 前記インバータの母線電圧

とした場合に、

前記制御装置は、

前記インバータの母線電圧 V_d が、前記放電維持電圧 V^* と比較して

【数 4】

$$\frac{4V^*}{1 + \frac{C_p}{C_a}} > V_d > \frac{V^*}{2 \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right)} \quad \dots (14)$$

で規定する範囲となるように、前記インバータの母線電圧 V_d を設定する、請求項 7 記載のプラズマ発生用電源装置。

【請求項 10】

誘電体バリア放電によりプラズマを発生させる放電負荷を駆動するプラズマ発生用電源装置であって、

前記放電負荷に直接に電力を供給する交流電源と、

前記放電負荷を含む前記交流電源の出力側の回路の回路定数を変化させる可変受動素子と、

前記可変受動素子を可変制御する制御装置とを備え、

前記制御装置は、

前記放電負荷への目標投入電力に応じて前記可変受動素子を可変制御する、プラズマ発生用電源装置。

【請求項 11】

前記制御装置は、

前記交流電源の電源出力端において、電流が電圧に対して遅れ位相となるように前記可変受動素子を可変制御する、請求項 10 記載のプラズマ発生用電源装置。

【請求項 12】

前記放電負荷は、

ギャップ間隔 0.6 mm 以下、ガス圧力が大気圧以上で動作する、酸素を含むガスを原料としたオゾナイザである、請求項 1 または請求項 10 記載のプラズマ発生用電源装置。

【請求項 13】

前記放電負荷は、複数の円筒電極を同軸に配置し、そのギャップ間隔 0.6 mm 以下の円筒多管型のオゾナイザであって、

前記制御装置は、

前記負荷電圧を、前記インバータの母線電圧の 1 倍より大きく 6 倍未満となるように設定する、請求項 8 記載のプラズマ発生用電源装置。

【請求項 14】

前記放電負荷は、複数の円筒電極を同軸に配置し、そのギャップ間隔 0.6 mm 以下の円筒多管型のオゾナイザであって、

前記制御装置は、

前記放電維持電圧の 0.5 倍より大きく、2 倍未満となるように前記インバータの母線電圧を設定する、請求項 9 記載のプラズマ発生用電源装置。

【請求項 15】

前記放電負荷の電流を検出する電流検出器を備え、

前記制御装置は、前記電流検出器での検出電流に基づいて前記交流電源の電源周波数を変化させる、請求項 1 記載のプラズマ発生用電源装置。

【請求項 16】

前記放電負荷の電流を検出する電流検出器を備え、

前記制御装置は、前記電流検出器での検出電流に基づいて前記可変受動素子を可変制御する、請求項 10 記載のプラズマ発生用電源装置。

【書類名】明細書

【発明の名称】プラズマ発生用電源装置

【技術分野】

【0001】

本発明はプラズマ発生用電源装置に関し、特に、オゾナイザ、平板型光源、レーザ発振器などに使用するプラズマ発生用電源装置に関する。

【背景技術】

【0002】

対向して配置された電極の高電位電極を覆うように誘電体を配設し、交流電圧を印加して放電させる方式を、誘電体バリア放電あるいは無声放電と呼ぶ。放電がアークに移行せず、かつ電子温度が高い状態を安定に維持できるので、プラズマによる化学反応を利用する産業応用分野でさまざまな利用されている。

【0003】

特に代表的な用途はオゾナイザつまりオゾン発生器であり、誘電体バリア放電はオゾナイザ放電とも呼ばれる場合がある。その他、同様の放電を利用しているものとして平板型光源、炭酸ガスレーザ、プラズマディスプレイ等を挙げることができる。特に平板型光源の電氣的な動作領域はオゾナイザに最も近い。

【0004】

これらのオゾン発生器やレーザ発振器にはプラズマ発生用電源装置が必要である。プラズマ発生用電源装置の一例としては、例えば特許文献1の図12に開示がある。そこには、対向して配置された一対の電極間に誘電体を介して放電空間となるガス領域が構成され、上記放電空間のガスが励起されてプラズマが発生する放電負荷と、放電負荷に対して並列に力率改善用の並列インダクタが接続された構成が開示されている。なお、放電負荷に交流電源から整流器、インバータおよびトランス（変圧器）を介して電力が供給される構成となっている。

【0005】

次に動作について説明する。入力電源の商用の交流電圧は整流器によって直流に変換され、さらにインバータによって所定の周波数の交流電圧に変換される。さらにトランスにより放電開始に到る電圧に昇圧され、放電負荷に高電圧が印加される。この印加された高電圧により放電負荷で放電が発生し、この放電によりガス粒子が励起される。

【0006】

ここで、放電電極間に誘電体を挿入した放電負荷、つまり誘電体バリア放電を用いた負荷の場合、電氣的にはコンデンサとして働き、電圧に対して電流の位相が進むことが知られている。このため皮相電力と有効電力との比で表される力率が低く、放電負荷にエネルギーを投入するためには必要以上の電流を流さなければならない。

【0007】

従って、トランスやインバータを構成する素子は、上記の電流値に耐えうる仕様を必要とし、電源装置の大型化および装置コストの増大を招く。

【0008】

一方、並列インダクタは、放電負荷における電流位相の電圧に対する進みを補償するために、位相遅延素子として放電負荷と並列に接続されており、放電負荷での電流位相の進み分と並列インダクタによる電流位相の遅れ分を等しく設定することで、電源装置から供給される電流と電圧の位相が合致し、最も小さな電流で放電負荷に効率的に電力を投入することができる。各素子が理想的な素子であれば、力率は100%となって、共振と呼ばれる状態となる。

【0009】

このように、従来のプラズマ発生用電源では、放電負荷と並列に並列インダクタを接続することで力率を改善し、小容量の電源素子を用いて小型で安価な電源装置を構成できるようにしている。

【0010】

【特許文献1】特開 2001-35693 号公報 (図 12)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

上述したような誘電体バリア放電を用いた装置の負荷は、負荷が放電しているか放電していないかで負荷の静電容量がダイナミックに変化するという特徴を持つ。このことはこれを駆動するための回路の設計に大きく関係し、上述した特許文献1では、非放電時の静電容量と、放電時の静電容量の間、あるいは動作中の代表的な静電容量によって負荷の静電容量を代表させて回路設計を行っていた。

【0012】

しかし、動作中の代表的な静電容量は波形条件に依存して変化し、オゾナイザへの投入電力は電圧波形のピーク値に主に依存している。従って、動作中の代表的な静電容量はオゾナイザへの投入電力にも依存していることになる。これは投入電力を変化させようとした場合に放電負荷と回路との共振条件が変化してしまうことを意味する。

【0013】

特許文献1では、負荷のばらつきによって共振が変化すること、共振点では動作が敏感になるなどの理由を挙げて、共振条件をある範囲内、具体的には非放電時の静電容量と放電時の静電容量との間に設定するという方法が述べられている。これは確かに有効な手法ではあるが、電源の損失が最大となる最大電力投入時において、力率をできるだけ高くして電源の容量を最小限に抑えたい場合には、不利である。

【0014】

また負荷がばらついたり回路定数が若干ずれていたりすることも考えられる。このような場合にも負荷に最も適した駆動を行うことができる保証はない。

【0015】

また、仮に放電負荷の静電容量が厳密に一定であったとしても、共振の条件が投入電力に依存している以上、投入電力を調節した場合には必然的に共振条件が変化することになり、同じく最適な駆動条件から外れることになる。

【0016】

さらに、最大定格電力時に共振点の近くを用いて力率の高い状態で駆動していた場合、投入電力を低くしていくと、電源あるいは放電の制御が不安定になるという現象が存在するが、この点については従来何らかの対策がなされていないばかりでなく、その物理的な原因についても明確ではなかった。

【0017】

本発明は上記のような課題を解決するためになされたもので、最大定格条件ではできるだけ力率の高い条件で駆動を行い、投入電力を変化させた場合でも常に安定に動作させることのできる、プラズマ発生用電源装置を得ることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0018】

本発明に係る請求項1記載のプラズマ発生用電源装置は、誘電体バリア放電によりプラズマを発生させる放電負荷を駆動するプラズマ発生用電源装置であって、前記放電負荷に直接に電力を供給する交流電源と、前記交流電源の交流出力の周波数を制御可能な制御装置と、を備え、前記制御装置は、前記放電負荷への目標投入電力に応じて、前記交流電源の電源周波数を変化させるように制御する。

【0019】

本発明に係る請求項10記載のプラズマ発生用電源装置は、誘電体バリア放電によりプラズマを発生させる放電負荷を駆動するプラズマ発生用電源装置であって、前記放電負荷に直接に電力を供給する交流電源と、前記放電負荷を含む前記交流電源の出力側の回路の回路定数を変化させる可変受動素子と、前記可変受動素子を可変制御する制御装置とを備え、前記制御装置は、前記放電負荷への目標投入電力に応じて前記可変受動素子を可変制御する。

【発明の効果】

【0020】

本発明に係る請求項1記載のプラズマ発生用電源装置によれば、制御装置が、放電負荷への目標投入電力に応じて、交流電源の電源周波数を変化させるように制御するので、最大定格の電力を投入する場合には、交流電源の周波数を負荷の共振周波数の近くに設定して、高効率で駆動することで交流電源の容量を小さくし、投入電力が小さい場合は、より高い周波数に設定することで、放電の安定な制御が可能となる。

【0021】

本発明に係る請求項10記載のプラズマ発生用電源装置によれば、制御装置が、放電負荷への目標投入電力に応じて回路定数を変化させる可変受動素子を可変制御するので、放電負荷に対して目標の電力を投入することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0022】

<1. 序論>

<1-1. 基本動作>

本発明に係る実施の形態1の電源装置の基本動作を説明するため、まず、単純化された構成のプラズマ発生用電源装置90について図1～図3を用いて説明する。

【0023】

図1に示すようにプラズマ発生用電源装置90は、交流電源PSと、交流電源PSに接続される変圧器TRと、変圧器TRに接続されると整流器REと、整流器REに接続されるインバータIV（交流電源）と、インバータIVから電力を供給されるオゾナイザ1の電力ラインに直列に介挿されたリアクトルFLとを有している。

【0024】

オゾナイザ1は、対向して配置された一对の電極間に誘電体を介して放電空間となるガス領域が構成され、上記放電空間のガスが励起されてオゾンプラズマを発生する構成となっている。

【0025】

プラズマ発生用電源装置90は、交流電源PSから供給される交流電力を、変圧器TRで所望の電圧に調節し、これを整流器REで整流することによって直流電圧源とする。オゾナイザ1には、整流器REから供給される直流電圧をインバータIVで所定の周波数の交流電圧に変換した交流電圧が直接与えられる。

【0026】

このような構成を採ることで、インバータIVに入力される電圧を十分に高くし、オゾナイザ1に印加すべき高電圧が、オゾナイザ1の両電極で得ることができる。なお、変圧器TRを整流器REの前段に設けることで、電源装置全体のコストを下げることができる。

【0027】

ここで、フルブリッジのインバータにおける、インバータ出口での電圧波形を図2に示す。図2においてはインバータの母線電圧をVdとして示す。

【0028】

インバータでの損失が十分に小さい場合、出力波形は矩形波となり、その電源周波数fと、デューティ、すなわち電源制御率dがインバータの動作を特徴付ける値となる。

【0029】

周波数がfの場合、1周期の時間は $1/f$ で与えられる。誘電体バリア放電は交流駆動なので、特に理由のない限り、正側のパルス幅と負側のパルス幅は等しく制御するので、この場合、片方のパルス幅は $d/f/2$ となる。

【0030】

一般にインバータでは動作中は周波数を一定とし、そのデューティを変化させることで投入電力を制御する。これをパルス幅制御あるいはPWM（Pulse Width Modulation）と呼ぶ。例えば負荷への投入電流を一定に制御する場合、投入電流の値が一定になるように

、PWMでデューティを増減させて、フィードバック制御を行う。

【0031】

<1-2. 放電の安定性>

次に放電の安定性について説明する。一般に、プラズマ発生用電源装置では、放電負荷に与える電流などをフィードバック制御することで電流あるいは電力を一定に制御している。しかし、これは放電負荷の消費電力が比較的安定に保たれている場合は有効であるが、放電負荷が不安定で、その電力が非常に短い時定数で変化する場合には、フィードバック制御（一般には放電の変化の時定数よりも十分遅い応答性を有する）では、投入電力を一定に保つことができず、投入電力が変動してしまう。この現象は、電力を小さくした場合に顕著である。この原因について説明する。

【0032】

ある周波数 f_1 において、デューティを最大に近く、例えば 0.8 に設定した場合に、回路素子が共振条件に近く設定されており、所定の放電電力が得られていたとする。この場合、この放電電力の条件での放電負荷の平均的な静電容量 C_γ であり、回路のリアクトル（インダクタンス L ）の共振周波数が f_0 である場合、周波数 f_1 が十分に共振周波数 f_0 に近い、より正確には下記の数式（1）で得られる電源周波数 f の値 f_0 よりも、周波数 f_1 の方が若干高い周波数であるとする。

【0033】

【数1】

$$L = \frac{1}{C_\gamma (2\pi f)^2} \quad \dots (1)$$

【0034】

なお、放電負荷の平均的な静電容量 C_γ は以下の数式（2）で表される。

【0035】

【数2】

$$C_\gamma = C_g \left(1 - \frac{V^*}{V_{0p}} \right) + C_p \quad \dots (2)$$

【0036】

上記数式（2）において、 V_{0p} は負荷に印加されている電圧のピーク値であり、 V^* は放電維持電圧であり、 C_g は放電負荷を構成する誘電体の静電容量である。

【0037】

この条件で、放電領域が変化（消灯）する場合の、オゾナイザ 1 に印加される電圧の変化を図 3 に示す。図 3 においては横軸に放電領域の割合を、縦軸にオゾナイザの両電極間の電圧すなわちギャップ間電圧を示し、放電領域の割合は全域点灯の状態を 1 とし全域消灯の状態を 0 として表している。

【0038】

図 3 に示すように、上記条件、すなわち $f = f_1$ 、 $d = 0.8$ の曲線 S1 においては、放電領域の割合が 1（全域点灯）より小さくなるにつれて電圧が上昇し、放電領域の割合がある値でピークを迎える。その後は、放電領域の割合が減少するにつれて電圧が低下することが判る。

【0039】

周波数 f_0 では数式（1）が成り立っているので、共振のピークはグラフの右端となるが、上述のように、周波数 f_1 を f_0 よりも若干高い周波数に設定したので、 $d = 0.8$ の曲線においてはピークが、放電領域の割合が 1 と 0 の間に現れている。

【0040】

ここで、放電がオゾナイザ 1 の全域で点灯している正常状態から、何かの理由で一部が

消灯してしまった場合を想定する。これは図3の右端より若干左側の位置に放電領域の割合が変化したことを示す。この場合、 $f = f_1$ 、 $d = 0.8$ の曲線では電圧が高くなる。

【0041】

これは、放電が一部消えてしまっても、オゾナイザ1に印加されている電圧が上昇し、結果的に非放電部分の電極間に印加されている電圧が上昇するため、消えた部分は再点灯することを意味する。すなわち、放電が一部消えたとしても、回路がこれを再点灯させる方向に動作する、つまり負のフィードバックが働くために放電状態は安定に維持され、放電が安定に制御できることを意味する。

【0042】

次に周波数を f_1 のまま、デューティを小さくすることによって、放電電力を低くした場合を想定する。例えば $f = f_1$ 、 $d = 0.6$ にした場合の、放電領域の変化に対するオゾナイザの両電極端の電圧の変化は、図3の $f = f_1$ 、 $d = 0.6$ の曲線 S2 のようになる。

【0043】

この曲線 S2 ではピーク値が存在しない。これは投入電力が変化したために、放電負荷の静電容量 C_γ が小さくなり、結果として共振周波数が周波数 f_1 よりも高くなり、共振ピークが、放電領域の割合 1 と 0 の間に現れなくなったためである。

【0044】

曲線 S2 の傾向としては、放電領域の割合が 1 よりも大きくなれば共振ピークが現れそうであるが、放電領域の割合が 1 よりも右側（放電の割合が 1 を越える）というのはいない、放電負荷の静電容量 C_γ が放電領域の割合が 1 の場合よりも大きくなっていると言える。

【0045】

曲線 S2 についても、放電がオゾナイザ1の全域で点灯している正常状態から、何らかの理由で一部が消灯してしまった場合を想定する。すなわち、図3の右端より若干左側の位置に放電領域の割合が変化した場合、曲線 S2 に従えば、オゾナイザ1に印加される電圧が低くなる。

【0046】

これは曲線 S2 が、曲線 S1 の共振ピークより左側の特性で構成されているためであり、負荷の変動に対して、回路の動作方向が逆方向になっていることを意味し、もし何らかの理由で放電が一部消灯してしまった場合、オゾナイザ1に印加される電圧が低下し、結果としてさらに消灯する領域が多くなるという正のフィードバックがかかることを意味する。

【0047】

この場合、電源側で何の制御も行わなかった場合、放電は連鎖的に消灯し、最終的には全域で消灯してしまうということが予想される。実際には先に述べたように検出電流に基づいたフィードバックによって動的な制御を行っている、放電が完全に消えることは防止されるが、先に述べた制御の時定数の関係で、安定な制御ができなくなる。

【0048】

以上のことから、図3において、右端部分の曲線の傾きが正である場合は放電不安定となり、負である場合は安定に制御できると結論することができる。

【0049】

そして、図3における右端部分の曲線の傾きを負にする方策として、周波数を変化させることが考えられる。

【0050】

以下、一例として周波数 f_1 よりもさらに高い周波数 f_2 を選択した場合を想定する。この周波数 f_2 は、 $f = f_1$ 、 $d = 0.6$ の条件で得られる投入電力での放電負荷の静電容量 C_γ に対応する共振周波数よりもさらに高いものとする。

【0051】

この周波数でデューティを変化させて、 $f = f_1$ 、 $d = 0.6$ の条件と同等の電力が投

入できるデューティを探すと $d = 0.4$ となる。

【0052】

この場合の、放電領域の変化に対するオゾナイザの両電極端の電圧の変化は、図3の $f = f_2$ 、 $d = 0.4$ の曲線 S3 のようになる。

【0053】

曲線 S3 においては、放電領域の割合が 0 から 1 まで単調に減少しており、放電領域の割合が 0 よりも小さくなれば共振ピークが現れそうであるが、放電領域の割合が 0 よりも左側（放電の割合が 0 未満）というのはいない、放電負荷の静電容量 C_γ が放電領域の割合が 0 の場合よりも小さくなっていると言える。

【0054】

この結果、放電領域の割合が 0 から 1 の全域において共振ピークの左側の形状になるため、その傾きは負、つまり、安定に制御できる条件になったことが判る。

【0055】

そこで、電源の周波数として f_2 を選択し、 $f = f_2$ 、 $d = 0.4$ の条件から、デューティを大きくする。デューティを大きくすることで、放電負荷の静電容量 C_γ が大きくなり、共振周波数は低くなるので、 f_2 が十分高い周波数であることを考え併せると、デューティを変化させても安定な駆動条件が得られると考えられる。

【0056】

この場合の、放電領域の変化に対するオゾナイザの両電極端の電圧の変化は、図3の $f = f_2$ 、 $d = 0.8$ の曲線 S4 のようになる。

【0057】

曲線 S4 においては、曲線 S3 と同様に放電領域の割合が 0 から 1 まで単調に減少しており、右端での傾きは負となり、安定に制御できる条件であることが判る。しかし、右端での電圧値が、最初の最大定格の条件、つまり $f = f_1$ 、 $d = 0.8$ の条件の場合に比較して、かなり低くなっている。これは投入電力が低い、つまり、この周波数では、デューティを最大にしても十分な電力を投入することができないことを意味する。

【0058】

周波数 f_2 で目標の電力を投入するためには、例えばインバータの母線電圧を高くすることが考えられる。しかしこれはインバータの耐圧や電源容量を大きくすることになり、インバータのコストアップをもたらす。

【0059】

以上を総合すると、電源の周波数 f_1 の場合は、最大電力時には、高力率で駆動するのでインバータの電源容量を小さくできるが、電力を低くしていった場合には放電が不安定になる。一方、電源の周波数 f_2 の場合は、電力を変化させても全域で安定な制御が可能であるが、最大電力時の力率が低く、インバータの電源容量が大きくなってコストが高くなるという結論が得られる。

【0060】

<2. 装置構成>

上記結論に基づき、発明者らは、全ての電力範囲で安定に、かつインバータ容量が小さくて済む電源装置を開発した。以下、本発明に係る実施の形態1のプラズマ発生用電源装置 100 の構成について図4を用いて説明する。

【0061】

図4に示すようにプラズマ発生用電源装置 100 においては、インバータ IV を制御する制御装置 CT を有し、制御装置 CT はオゾナイザ 1 に流入する電流を電流検出器 DT で検出して、オゾナイザ 1 の投入電力を一定に保つような制御を行う。なお、図1に示したプラズマ発生用電源装置 90 と同一の構成については同一の符号を付し、重複する説明は省略する。

【0062】

一般にオゾナイザの電力は電流に比例するので、この制御は有効であるが、オゾナイザ以外の負荷を使用する場合や、より正確な制御のためには、流入電流と併せて負荷両端の

電圧も測定する構成を採用しても良い。

【0063】

<3. 装置動作>

<3-1. 制御動作の概要>

次に、制御装置CTの制御動作の概要について説明する。

制御装置CTは、電流検出器DTで検出したオゾナイザ1の流入電流に基づいて、負荷の共振条件に対して最適な周波数およびデューティとなるようにインバータIVを制御する。

【0064】

例えば負荷に投入する目標電力（目標投入電力）に対して、最適な値を得るようにインバータIVの周波数（ f ）を変化させ、かつ目標投入電力を正確に投入できるように、負荷への電流を測定し、これに応じてデューティを増減させるフィードバック制御を行う。

【0065】

あるいは逆に目標投入電力に対してデューティを固定あるいは範囲制限して、周波数を微調整するなどの制御を行う。

【0066】

このような制御、すなわち負荷への投入電力に合わせて周波数を変化させるような制御を行うことによって、まず最大定格の電力を投入する場合には、インバータの周波数を負荷の共振周波数の近くに設定して、高力率で駆動することでインバータの容量を小さくし、投入電力が小さい場合は、より高い周波数に設定することで、安定な駆動を行うことができる。なお、投入電力が小さい場合は周波数を変化させることで力率を低くするが、投入電力が小さいので、インバータの容量は大きくせずとも済む。

【0067】

<3-2. 制御動作の具体例>

以下、図5を用いて制御装置CTの制御動作の具体例について説明する。

図5は横軸をインバータIVの電源周波数（ f ）、縦軸を負荷への投入電力とし、周波数を変化させた場合に負荷への投入電力がどのように変化するかを、デューティが最大の場合と50%程度の場合について示したものである。

【0068】

電源周波数が共振点に近づくと、電圧が跳ね上がり、共振点の近くで最も投入電力が大きくなるが、共振点から外れると電力投入が小さくなる。図5においてはこの傾向が顕著に現れており、電源周波数の変化に伴って電圧の跳ね上げ度合いが変化していることが判る。これは、縦軸を負荷両端の電圧ピーク値とした場合にも同様の傾向が得られる。

【0069】

図5における投入電力のピーク値に対応する周波数が、そのときの回路の共振周波数である。オゾナイザの場合は負荷への投入電力は負荷両端の電圧値ピーク値に依存しているからである。

【0070】

図5においては、デューティが最大の場合の周波数特性曲線をS11として示し、デューティが50%程度の場合の周波数特性曲線をS12として示しており、デューティが最大の場合の共振の周波数を f_{11} とし、デューティが50%程度の場合の共振の周波数を f_{12} とする。

【0071】

上述したように、オゾナイザの投入電力を小さくした場合、静電容量 C_Y が小さくなり、結果として共振周波数が高くなるので、図5の特性曲線S11とS12とを比較した場合に、電力が小さい曲線S12の共振周波数は曲線S11より高くなっている。

【0072】

図5においては、デューティが最大の曲線S11に対して、僅かにデューティが小さくなった場合の特性を曲線S21として示し、デューティが50%程度の曲線S12に対して、僅かにデューティが小さくなった場合の特性を曲線S22として示す。

【0073】

曲線 S 2 1 および S 2 2 は、それぞれ曲線 S 1 1 および S 1 2 よりも図に向かって僅かに右側、すなわち僅かに高周波数方向に移動し、それぞれの共振周波数は f_{21} および f_{22} となっていることが判る。

【0074】

ここで、デューティが僅かに小さくなる場合とは、放電が一部消灯した場合に対応し、図 3 に示した曲線 S 1、S 3 および S 4 のように、右端での傾きが負となった特性であれば、放電が一部消灯した場合に負荷に印加される電圧が高くなる。

【0075】

従って、共振周波数 f_{21} では、共振周波数 f_{11} よりも負荷に印加される電圧が高くなり、放電電力が高くなることを意味する。

【0076】

共振周波数よりも若干高い周波数でインバータ I V を動作させていた場合、放電が一部消灯すると、負荷に印加される電圧が高くなるため、放電が再度点灯し、安定に制御ができる。

【0077】

これに対して、共振周波数 f_{11} よりも低い周波数でインバータ I V を動作させていた場合、放電が一部消灯すると負荷に印加される電圧が低くなる方向に動き、放電が連鎖的に消灯して不安定な状況になる。

【0078】

従って、安定な駆動を行うためには、負荷の共振周波数よりも、高い周波数でインバータ I V を動作させることが望ましい。

【0079】

これは換言すれば、電源の出力端で、電圧よりも電流が遅れ位相になっていることが望ましいことを意味している。つまり、電源から見た、リアクトルなどを含む負荷全体が、L 負荷（インダクタンス的な負荷）になっていることが望ましいことを意味する。

【0080】

従って、放電を安定に制御するためには、電源出力端から見た負荷が、L 負荷であること、すなわち電源出力端における電流が電圧よりも遅れ位相であることが望ましい。

【0081】

電源出力端で電流が遅れ位相であることが望ましいのは、デューティの大小に関係がなく、デューティが 50 % 程度の場合でも、共振周波数 f_{12} よりも高い周波数 f_{22} で動作させていれば、放電を安定に制御できることが図 5 から判る。

【0082】

ここで、共振周波数 f_{11} と f_{21} とは、安定に制御できる範囲で、できるだけ近い値であることが望ましい。なぜならば、共振周波数 f_{11} の近傍、より具体的には共振周波数を 5 % ~ 10 % 増した周波数が最も高効率な動作、すなわち、負荷への電力投入効率を高くして、電源の損失を最も少なくできる領域だからである。

【0083】

従って、共振周波数 f_{11} よりも高くし過ぎてしまうと、放電の安定性は向上しても、電源の力率が低くなって、結果的に大きな電源容量の電源が必要となり、電源のコストアップにつながる。電源の容量は、最大定格電力時に消費する電力によって決まるので、少なくとも最大電力定格時にはできるだけ高効率な条件で駆動することが望ましい。

【0084】

なお、最大定格の電力を投入する場合以外では、多少、力率を犠牲にしても安定性を向上させる方が良い場合もある。

【0085】

< 4. 特徴的効果 >

以上説明した実施の形態 1 のプラズマ発生用電源装置 100 によれば、インバータ I V の周波数を目標投入電力に合わせて変化させるという制御を行うことによって、高効率な

駆動を達成してインバータの電源容量を小型化でき、コスト低減と放電の安定な制御の両立が可能となる。

【0086】

また、インバータの周波数を状況に応じて切り替えることを前提としているので、仮にリアクトルを含む回路のインダクタンスの値が変動しても、電流検出器DTで検出したオゾナイザ1の流入電流に基づいて、制御装置CTがインバータIVの周波数を制御することで目標投入電力を達成することができる。

【0087】

このことは、高精度なリアクトルを準備せずとも良いことを意味し、リアクトルのコスト、ひいては高精度なリアクトルを得るために要していたコストを引き下げることができる。

【0088】

<5. 変形例1>

以上説明した実施の形態1のプラズマ発生用電源装置100では、電流検出器DTで検出したオゾナイザ1の流入電流に基づいて、負荷の共振条件に対して最適な周波数およびデューティとなるように制御装置CTによってインバータIVを制御する構成について示したが、周波数を変えることは、負荷の状態に対応する共振点と駆動波形との関係を制御することである。従って、周波数を変化させる以外にも、同様な効果を得ることのできる構成が考えられる。

【0089】

その1つが、回路定数を変化させる構成であり、図6には、負荷（オゾナイザ1）に対して直列に可変リアクトルVL（可変受動素子）を挿入したプラズマ発生用電源装置100Aの構成を示す。図6に示すように、可変リアクトルVLは制御装置CT1に接続され、そのインダクタンスの値は制御装置CT1によって変更可能な構成となっている。

【0090】

このような、構成においても、放電負荷への目標投入電力に応じて可変受動素子を可変制御することで、放電負荷に対して目標の電力を投入することができる。

【0091】

なお、図4に示したプラズマ発生用電源装置100と同一の構成については同一の符号を付し、重複する説明は省略する。

【0092】

このような構成を採ることで、インバータの周波数を変化させることができない場合でも回路の共振点を変化させることができ、電源の周波数を変化させる場合と同様の効果を得ることができる。

【0093】

<6. 変形例2>

負荷の共振周波数を変化させるために、回路定数を変化させる構成としては、図7に示すプラズマ発生用電源装置100Bのように、オゾナイザ1に対して並列に可変コンデンサVC（可変受動素子）を接続し、そのキャパシタンスの値を制御装置CT2によって変更可能な構成を採用しても良い。

【0094】

なお、図4に示したプラズマ発生用電源装置100と同一の構成については同一の符号を付し、重複する説明は省略する。

【0095】

なお、変形例1の場合も変形例2の場合も、電源出力端における電流が電圧よりも遅れ位相となるように可変受動素子を可変制御することで、デューティの大小に関係がなく放電を安定に制御できる。

【0096】

既に述べたように、従来の電源制御方式の問題は、オゾナイザ1がその投入電力によって平均的な静電容量 C_{γ} を変化させることに起因している。従って、この変化を補正する

ように、すなわち、オゾナイザ 1 の平均的な静電容量 C_{γ} と可変コンデンサ VC の容量との和が一定になるように、可変コンデンサ VC の容量を調整すれば、見かけ上の回路の定数をほぼ一定に保つことができ、安定な放電制御を行うことが可能となる。

【0097】

< 7. 変形例 3 >

先に説明したように、放電を安定に制御するためには、電源出力端から見た負荷が、 L 負荷であることが望ましいとしたが、オゾナイザなどの誘電体バリア放電の負荷は容量性負荷 (C 負荷) であるので、回路には何らかのインダクタンス成分を付加しないと、全体として L 負荷とならない。図 4 に示したプラズマ発生用電源装置 100 では、負荷 (オゾナイザ 1) に直列にリアクトル FL を挿入した構成を有していたが、図 8 に示すプラズマ発生用電源装置 100C のように、負荷に並列にリアクトル $FL1$ を挿入した構成としても良い。なお、図 4 に示したプラズマ発生用電源装置 100 と同一の構成については同一の符号を付し、重複する説明は省略する。

【0098】

このような構成によっても、共振現象を利用して力率を向上させ、インバータの電源容量を小型化できるという効果を得ることができる。

【0099】

なお、プラズマ発生用電源装置 100 のように直列共振を用いる構成は、負荷の放電のために高い電圧が要求される場合に適しており、直列共振を用いることで、電源の必要電圧を下げてインバータの電源容量を小さくできる効果がある。一方、プラズマ発生用電源装置 100C のように並列共振を用いる構成は、負荷の放電のために大きな電流が要求される場合に適しており、並列共振を用いることで、電源の必要電流を下げてインバータの電源容量を小さくできる効果がある。

【0100】

なお、図 4 に示すプラズマ発生用電源装置 100 では、インバータ IV の出力電圧をそのまま負荷 (オゾナイザ 1) に与える構成となっており、オゾナイザ 1 は放電電圧も放電電流も大きい、放電電圧が特に大きい場合には、直列共振を用いて必要な電源電圧を下げることは有効である。

【0101】

< 8. 変形例 4 >

以上説明した実施の形態 1 およびその変形例 1 ~ 3 では、インバータ IV の出力電圧をそのまま負荷 (オゾナイザ 1) に与える構成となっていたが、図 9 に示すプラズマ発生用電源装置 100D のように、インバータ IV の後段に変圧器 TR を配設し、インバータ IV の出力を昇圧する構成としても良い。この場合、交流電源 PS を整流器 RE に接続する構成を採る。なお、図 8 に示したプラズマ発生用電源装置 100C と同一の構成については同一の符号を付し、重複する説明は省略する。

【0102】

オゾナイザは一般に高い放電電圧を必要とするので、通常の交流電源 PS の電圧を直接整流した場合には、何らかの方法で昇圧する必要がある。従って、プラズマ発生用電源装置 100D のように、インバータ IV の出力を変圧器 TR で昇圧する構成を採る場合もある。

【0103】

なお、プラズマ発生用電源装置 100D では、負荷に並列にリアクトル $FL1$ を挿入した構成を示したが、負荷に直列にリアクトルを挿入しても良く、また、変圧器 TR において発生する漏れインダクタンスや励磁インダクタンスを、リアクトルの代わりに使用しても良い。また、配線などの構造に起因するインダクタンスを利用しても良い。

【0104】

< 9. 変形例 5 >

以上説明した実施の形態 1 およびその変形例 1 ~ 4 では、電源としてインバータを使用する構成について説明した。インバータは、投入電力を PWM で容易に変化できるだけで

なく、周波数も同時に変化させることが技術的に容易であり、本発明のように、電力に応じて周波数を変化させる目的には非常に適している。

【0105】

しかし、電源はインバータに限定されるものではなく、周波数一定の電源を使用する場合であっても、変形例1および2において説明したように、回路定数を変化させることで負荷の共振周波数を変化させる構成を採れば、電源の周波数を変化させる場合と同様の効果を得ることができる。

【0106】

また、インバータや周波数一定の電源の代わりに、例えばモータと機械的な機構（可変速ギアなど）を利用した周波数可変の電源を使用しても良い。

【0107】

例えば、60Hzの商用周波数を別の周波数に変換する構成としては、当該商用周波数でモータを回転させ、ギアやベルトなどで構成される変速機構によって回転数を変えて発電機を回転させることで、当該発電機の発電周波数を60Hzとは異なったものにすることができる。

【0108】

<10. 放電特性のばらつきの抑制効果>

オゾナイザのような放電負荷において、留意すべき現象として放電特性のばらつきがある。これまでの議論では、放電特性のばらつきについては特に考慮しなかったが、そもそも「何かの理由で放電が一部が消灯する」という議論は、放電の特性にばらつきがあり、放電しにくい部分が消灯するという状況を前提にしている。

【0109】

そこで、以下においては放電特性がばらつく理由について検証し、本発明が放電特性がばらつく場合でも有効であることを説明する。

【0110】

まず、図10に示す円筒形のオゾナイザを例に採って放電特性のばらつきについて説明する。

【0111】

図10に示すオゾナイザOZは、内管GEとして内部に金属メッキを施したガラス管を、外管MEとして金属の円筒を用いており、円筒多管型と呼称される。両者は図示しないスペーサなどによって均一な間隔で保持されるが、機械的な精度の関係で両者の間隔にはばらつきが生じている。

【0112】

図10では、内管GEが若干斜めになった状態を想定しており、この場合は内管GEと外管MEとの間隔が広い部分と狭い部分が生じる。

【0113】

電極の間隔、すなわち放電ギャップは、放電の電圧、例えば放電維持電圧 V^* に影響する。特に、近年は比較的狭いギャップ長（0.4mmなど）が主流になっており、このような狭ギャップの場合は特にギャップ間隔のばらつきが大きな影響を与える。

【0114】

なお、図10においては、ギャップ間隔に、最大値MXV、中央値CVおよび最小値MNVの3種類が存在するものと想定している。このようにギャップ間隔にばらつきが生じると、同じ放電電圧（厳密には放電開始電圧）を与えても、放電が発生する領域と発生しない領域とが存在することになる。このうち、放電が発生し、維持している領域が、図3で示す放電領域であり、全領域に対する割合が放電領域の割合となる。

【0115】

次に、ギャップ間隔のばらつきによって、放電維持電圧に分布が生じている状況を図11に示す。図11においては、横軸に放電維持電圧を、縦軸に放電領域の割合を示す。

【0116】

ここで、放電維持電圧は放電開始電圧よりも低い電圧である。すなわち、放電開始電圧

の印加により一旦放電が発生すると、電圧を下げてでも放電は維持する。この放電維持に必要な電圧が放電維持電圧である。

【0117】

図11においては、ギャップ間隔のばらつきが少ない場合の分布を分布曲線S31として示し、ばらつきが多い場合の分布を分布曲線S32として示す。

【0118】

分布曲線S31は分布幅が狭く、ピークが高くなっており、分布曲線S32は分布幅が広く、ピークが低くなっている。これは、ギャップ間隔のばらつきの少ない場合は、ある放電維持電圧を中心として狭い電圧範囲で放電が維持するが、ばらつきが大きくなると、放電維持電圧の分布範囲が広くなることを表している。

【0119】

このような放電維持電圧の分布が生じた場合に、放電の安定性がどのようなかについて図12および図13を用いて説明する。

【0120】

図12および図13では、横軸に放電維持電圧およびギャップ間に印加されている電圧（印加電圧のギャップ間分圧）を、縦軸に放電領域の割合を示す。

【0121】

図12および図13においては、それぞれ実線で示される特性曲線S41およびS51と、破線で示される特性曲線S42およびS52が示されており、特性曲線S41およびS51が放電維持電圧分布の積分曲線であり、放電のばらつきを示し、特性曲線S42およびS52が回路の特性を示している。

【0122】

特性曲線S42およびS52は、図3を用いて説明した放電領域が変化する場合の、印加電圧の変化特性を縦軸と横軸を入れ替えて表したものに相当しており、図12および図13の上端が、放電領域の割合が100%、つまり図3の右端に対応する。

【0123】

そして、図12における特性曲線S42は、図3において示した $f = f_1$ 、 $d = 0.6$ のような場合、すなわち、そのときの投入電力に対応した共振周波数よりも低い周波数でインバータが動作している場合の放電領域の割合の分布を表し、回路が安定なL負荷ではなくC負荷となって、放電の制御が不安定な場合を示している。

【0124】

一方、図13における特性曲線S52は、図3において示した $f = f_2$ 、 $d = 0.4$ のような場合、すなわち、そのときの投入電力に対応した共振周波数よりも高い周波数でインバータが動作している場合の放電領域の割合の分布を表し、回路が安定なL負荷となつて、放電の制御が安定している場合を示している。

【0125】

図12に示される特性曲線S41およびS42において、両者の交点を動作点とした場合、放電領域の割合が減少すると曲線S42の傾きから、ギャップ間電圧は低くなることが判る。ギャップ間電圧が減少することは、放電維持電圧の減少を意味し、曲線S41から、放電領域の割合が減少することが判る。放電領域の割合が減少すれば、ギャップ間電圧が減少すると言えつたように、放電領域の減少、ギャップ間電圧の減少が交互に発生し、最終的には、放電が全領域で消灯、すなわち立ち消えに到る。

【0126】

一方、図13に示される特性曲線S51およびS52においては、放電領域の割合が減少すると曲線S52の傾きから、ギャップ間電圧が高くなることが判る。これは、一旦放電が消えても再点灯することを意味し、放電領域の減少が抑制されることになる。

【0127】

このように、図12に示されるC負荷の状態は不安定な状態であることを表し、図13に示されるL負荷の状態は安定な状態であることを表すとともに、インバータの周波数を目標投入電力に合わせて変化させる制御を行う本発明のプラズマ発生用電源装置が、放電

の安定制御に重要な役割を果たしているということを意味する。

【0128】

なお、図12および図13では、動作点である交点は一番上に位置しているわけではない。これは、放電割合100%ではなく、放電が若干消灯していることを意味し、ギャップの一部に極端に広い部分（図10におけるMXVのような）があり、非常に放電しにくくなっていることを意味する。このような状況でも、本発明を用いれば、安定な制御を行うことが可能である。

【0129】

また、投入電力が低下すると、ギャップ間に印加される電圧が低くなるので、放電維持電圧の分布が問題になることが多く、本発明は電力が低くなった場合に特に有効であると言える。

【0130】

<11. 安定制御の具体例>

これまで、目標投入電力値に対して周波数を制御することで放電負荷を安定に制御することについて説明してきたが、以下、放電電力と周波数の関係について具体的に説明する。

【0131】

<11-1. 周波数とデューティの変化範囲>

まず、周波数とデューティの変化範囲について説明する。

図14は、オゾナイザや平板光源に代表される、低周波で駆動される誘電体バリア放電を利用した放電負荷の等価回路を説明する図である。

【0132】

図14に示すように、放電負荷は電極間に介在する誘電体の静電容量 C_g （その容量値は C_g として表す）と、ガス領域の静電容量 C_a （その容量値は C_a として表す）とを有している。また、放電負荷には、負荷の構造などに起因して存在する浮遊の静電容量 C_p （その容量値は C_p として表す）も有している。

【0133】

一般的にオゾナイザではこの C_p の値は十分に小さく無視できるが、例えば面放電型プラズマディスプレイパネルでは大きな値となる。

【0134】

また、図14においては、プラズマの発生・消滅によって非線形性を有するプラズマ負荷を等価的に示すために、対向して配置したツェナーダイオード D_z を静電容量 C_a に並列に配置している。

【0135】

オゾナイザに代表される低周波の誘電体バリア放電では、放電への投入電力 P_{oz} は、下記の数式(3)で表される。

【0136】

【数3】

$$P_{oz} = 4 C_g V^* f \left(V_{Op} - \left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) V^* \right) \quad \dots (3)$$

【0137】

この数式(3)においては、印加電圧のピーク値 V_{Op} 、周波数 f および投入電力 P_{oz} の関係を表している。

【0138】

一方、先に説明した数式(1)は回路に存在する静電容量とインダクタンス、および共振周波数の関係を示している。

【0139】

ここで、インダクタンスは負荷に直列あるいは並列に設けられているリアクトルの値で

あり、静電容量は負荷の平均的な静電容量 C_{γ} である。 C_{γ} は数式 (2) で表されており印加電圧のピーク値 V_{0p} に依存する。

【0140】

従って、数式 (1)、(2) および (3) から V_{0p} および C_{γ} を消去すれば、周波数 f_0 で共振点となるような、投入電力 P_{0z} を求めることができる。これが数式 (4) で表される。

【0141】

【数4】

$$P_{0z} = 4C_g (V^*)^2 f \left(\frac{C_g}{C_g + C_p - \frac{1}{L(2\pi f)^2}} - \left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \right) \dots (4)$$

【0142】

なお、上記数式 (4) では、電源周波数と共振周波数とが一致 ($f = f_0$) した条件で表している。

【0143】

この数式 (4) は、ある目標投入電力 P_{0z} に対して、その電力での回路の共振周波数を求める式でもある。これまでの議論から、安定に制御を行うためには、この共振周波数よりも高い周波数でインバータを駆動させることが望ましい。

【0144】

換言すれば、放電負荷を安定に制御するには、数式 (4) から導かれる共振周波数よりも高い周波数でインバータを駆動させるという基準を得ることができる。

【0145】

数式 (4) から導かれる共振周波数は、いわば電源周波数の下限値であり、以下、電源周波数の上限値について述べる。

【0146】

数式 (4) から、電力がゼロの場合の共振周波数が判る。これはすなわち、非放電時の静電容量 C_{β} の共振周波数である。つまり、このときの共振周波数 f_{max} は以下の数式 (5) で表される。

【0147】

【数5】

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\beta}}} \dots (5)$$

【0148】

回路の共振周波数は f_{max} よりも大きくなることはなく、電源周波数についても、その最大値として f_{max} に近い値を設定することが妥当である。

【0149】

次に、図1を用いて説明したプラズマ発生用電源装置90について、インバータIVの出力波形と放電電力との関係を回路シミュレータを用いて計算した結果を図15に示す。

【0150】

図15においては、横軸に放電電力 (単位 kW) を、縦軸に周波数 (単位 Hz) を示し、インバータIVのデューティを一定として、周波数を変化させた場合の放電電力の変化特性を、複数のデューティについて表している。具体的には、 $d=0.3$ 、 $d=0.5$ 、 $d=0.6$ 、 $d=0.8$ 、 $d=0.95$ の場合の特性を表している。

【0151】

なお、図15は、図5に示した投入電力の周波数特性の縦軸と横軸を入れ替えて表したものに相当している。

【0152】

図15から、デューティを小さくすると、共振周波数が高くなって行くことが判る。この放電電力の周波数特性の頂点を結んだ線が、ある境界線を形成する。この境界線が数式(4)で表される曲線S61に相当する。

【0153】

なお、曲線S61と各変化特性の頂点を結んだ線は必ずしも一致していない。この理由の1つは、回路シミュレータではデューティ一定で計算しているのに対して、数式(4)は放電電力一定の条件で導き出されたものだからである。何れにせよ、この曲線S61よりも高い周波数領域が、安定に放電を制御できる領域となる。

【0154】

また、電源周波数の上限は数式(5)で規定されるが、図15においては直線S62として示されている。

【0155】

なお、放電電力の上限は各周波数によって異なるが、デューティを最大限に大きくした場合の、放電電力の周波数特性の曲線が、各周波数での放電電力の上限を示している。従って、所望の放電電力を得るための周波数の可変範囲は、図15において薄いハッチングを施した第1領域R1として明示する。

【0156】

なお、周波数の下限値である数式(4)であるが、まず数式(4)とデューティ一定制御時の回路シミュレータによる計算結果が若干異なること、また実際の電源では何らかの電力一定制御が行われていることが多く、その場合には多少放電が不安定であっても十分に安定に制御できることが判っている。

【0157】

このため、数式(4)で表される曲線S61を安定制御領域の下限值とするには、少し条件が厳しすぎる。実際のオゾンナイザの動作や幾つかのシミュレーション結果に基づいて考察した結果、数式(4)から導かれる周波数よりも、1割程度低い周波数でも、安定に放電を持続できるものと考えられる。このことを考慮すれば、安定制御領域は第1領域R1の他に、濃いハッチングを施した第2領域R2とで構成されることになり、安定制御領域を拡張することができる。

【0158】

一方、周波数の上限を表す数式(5)については、これよりも高い周波数で動作させる必要がないだけであって、これを越えることで問題が発生するわけではない。しかし、力率が低下することが予想されるとともに、周波数の可変範囲をあまりに大きくすることは、インバータや回路の設計上、望ましくはないので、目安として規定するものである。

【0159】

以上説明した、領域R1およびR2で構成される安定制御領域内を通るように周波数および放電電力を選択すれば基本的には安定な制御を行うことができる。

【0160】

<11-2. 最適な安定制御のための放電電力と周波数との関係>

次に、上述した安定制御領域内で、特定の放電電力値に対して、どのような周波数を選ぶことで最適な安定制御ができるかについて図16、図17および図18を用いて説明する。

【0161】

図16は、図15と基本的に同じ図であるが、ハッチング等は省略している。図16において、最大定格電力 $P_{o \geq 0}$ を規定する。この値は、デューティが最大値に近い $d=0.95$ の場合であって、周波数を最大電力(共振点)の周波数よりも若干高めに設定した場合の電力ということになる。

【0162】

図15を用いて説明したように、領域R1およびR2内を通るように周波数および放電電力を選択すれば基本的には安定な制御を行うことができるが、同じ安定制御領域内でも、経路によって若干の差異がある。

【0163】

結論を先に述べれば、図16において太線で示す曲線S60に沿って周波数および放電電力を選択することが、安定制御にとって最も有効である。

【0164】

曲線S60は、安定制御領域の上部端縁にほぼ一致し、最大定格電力 P_{oz0} に対応する曲線S61上の点を始点とし、デューティ一定（ここでは $d=0.8$ ）の特性曲線に沿って、目標放電電力の減少とともに周波数が高くなり、周波数が最大設定周波数 f_{max} に達した点（この点での電力を P_{oz1} とする）以降は、周波数が f_{max} 一定となる曲線である。なお、周波数が f_{max} 一定となった場合はデューティで、すなわちPWM制御で電力を調節する。

【0165】

なお、デューティ一定とは、デューティを全く変化させないのではなく、個々のポイントでの電力一定制御のためにはデューティを微妙に調節してPWM制御を行うことを意味する。電力の微調節にはPWM制御を行うことがインバータでは一般的である。

【0166】

次に、曲線S60に沿った経路が安定制御にとって有利である理由について説明する。安定制御領域の上部端縁にほぼ一致する曲線S60に沿った経路を選ぶことは、共振周波数から最も遠く、かつ力率が最も悪くなる方向であるが、このような経路を通ることで、放電の安定性が最も高くなる。

【0167】

一方、電源の効率についても、電源の力率は低下するが、インバータのスイッチングとその損失を計算したところ、インバータでの損失は必ずしも大きくならない。むしろ、安定制御領域の上部端縁を通る方が、他の経路を通るよりもインバータでのスイッチング損失は小さくなることが判った。

【0168】

これは特に、導通損失（ON損失）よりもスイッチング損失が支配的であるような半導体素子あるいはON損失よりもスイッチング損失が支配的となるように半導体素子を動作させる周波数の場合に当てはまる。以下、図17および図18を用いてこの理由を説明する。

【0169】

図17および図18では、図15に示される安定制御領域の内部で、約180kWの出力が得られる2つの点、すなわちデューティ $d=0.8$ の特性における周波数2600Hzでの点と、デューティ $d=0.5$ の特性における周波数2300Hzでの点について、インバータI Vの電流電圧波形を回路シミュレーションによって求めたものである。

【0170】

図17および図18の電流電圧波形はインバータ出力端のものであり、何れも電圧はほぼ完全な矩形波になっている。なお、両図の縦軸は電流（単位A）および電圧（任意単位）を示し、横軸は時間（単位msec）を示し、電圧の最大最小値はインバータの母線電圧に等しい。

【0171】

図17の波形を示す点は、図16における曲線S60上の点であり、図18の波形を示す点は、曲線S60上から外れた点である。両者を比較すると、まず、図18の方が電流と電圧の位相が近い、つまり、力率が1に近いことが判る。

【0172】

一方、図17では電圧に対して電流がかなり遅れており、遅れ位相、あるいはL負荷であることが判る。これはつまり、図18の方が力率が高く、図17の方が安定性が高いこ

とを意味している。

【0173】

ここで、力率の違いは、必ずしもインバータの電力の半導体素子での損失の大小に等しくないという点である。前述のように、このような高周波スイッチングの場合、半導体素子のON損失ではなく、スイッチング損失が問題になる。

【0174】

すなわち、スイッチング損失はスイッチングのタイミングでの電流値で決まる。図17の場合、電圧が正に立ち上がった時点では電流は負の値のままである。電流は負の値とは、スイッチング素子に併設された環流用のダイオードを経由して電流が流れているということであり、スイッチング素子とは無関係、つまり、スイッチング損失は発生していないということを意味する。

【0175】

一方、図18では電圧が正に立ち上がった時点では電流は正の値、しかもかなり大きな値となっており、スイッチング素子に電流が流れ、スイッチング損失が発生している。

【0176】

従って、図17の場合はスイッチング損失は小さく、図18の場合はスイッチング損失が大きくなる。

【0177】

結論として、図18の電流電圧波形では図17に比べてデューティが小さく、このため電流と電圧の位相が近くなって力率は高いが、その結果としてスイッチング時の電流が大きくなって、スイッチング損失が大きくなっていると言える。

【0178】

このように、曲線S60に沿った経路を選択することで力率は低下するものの、インバータでのスイッチング損失は抑制できるので、放電の安定性が高く、かつスイッチング損失を小さくすることができる。

【0179】

なお、一定にすべきデューティは、図17では0.8としたが、設定可能なデューティの最大値よりも少し小さい値、より具体的にはデューティの最大値の8割から9割の値が望ましい。

【0180】

すなわち、各投入電力に対して周波数を決定し、その周波数で運転するが、運転が始まるとどうしても電力一定制御を行う必要があるので、デューティを増減する必要がある。従って、デューティをさらに大きくできるように余裕を持った値を選択することが望ましい。

【0181】

また、周波数を f_{max} 以上にせず、電力 P_{oz1} 以下では周波数 f_{max} を用いるのは、不必要に周波数を高くしないためである。すなわち、デューティを例えば0.8に固定して、周波数を高くしていった場合、電力がゼロになるのは理論的には周波数無限大である。従って、電力をゼロ近傍まで変化させたい場合は、ある一定電力以下は一定周波数でPWM制御して電力調節することが適当である。そしてこの一定の周波数は、数式(5)の f_{max} の値から f_{max} の8割程度の値までの範囲から選択すれば良い。

【0182】

すなわち、実際には、 f_{max} ほど高い周波数で使用せずとも、それよりも1~2割低い周波数でも実用上、十分に安定に制御可能である。この場合、低出力時には、図15で示される第2領域R2に入ることになるが、実際の運転では実用的に十分に安定に制御できた。

【0183】

＜11-3. 周波数およびデューティの具体的な設定＞

以下、周波数およびデューティの具体的な設定方法および微調節の方法について説明する。

【0184】

まず目標投入電力を決め、次に、図15および図16を用いて説明した安定制御領域に従って、どのような範囲の周波数を用いれば安定な制御が可能かを判断する。

【0185】

そして、図17および図18を用いて説明したように、安定制御領域の中でも、デューティが最大値に近い値で、周波数最大となる条件を選んだ場合に、安定かつスイッチング損失が最も抑えられるので、この事実を考慮して、周波数およびデューティを決定する。

【0186】

ただし、実際の運転では、負荷がさまざまな要因で変動し、これに対応して投入電力を一定に保つために、放電負荷の動作状態を検出し、検出結果に基づいてフィードバック制御を行うことになる。このフィードバック制御の方法には幾つか方法が考えられ、その一例について図19を用いて説明する。

【0187】

図19は、図15と基本的に同じ図であるが、ハッチング等は省略している。図19においては、デューティ $d=0.8$ の特性上の目標投入電力に対応する1点を例に採っており、当該点から選択しうる複数の制御方法を示している。

【0188】

＜11-3-1. 周波数一定制御＞

図19において、矢印A1で示される方向は、周波数一定で制御する方法を意味している。

【0189】

すなわち、まず、目標投入電力に対して、安定制御領域の中でデューティを最大値よりも若干小さめに設定する。図19の例ではデューティ $d=0.8$ に設定し、目標投入電力に対応する周波数を決めて、インバータをこの周波数で運転し始める。

【0190】

そして、図4を用いて説明したように負荷への流入電流あるいは投入電力を測定し、電力が一定になるようにフィードバック制御を行う場合は、周波数を最初に決めた周波数から変化させずに、デューティを微調節して電力を調節すると言えるのが周波数一定での制御である。

【0191】

この方法は電力の微調節にPWMという一般的なインバータの制御方法を用いることができるという利点がある。

【0192】

＜11-3-2. デューティ一定制御＞

図19において、矢印A2で示される方向は、デューティを一定に保ちつつ、周波数を変化させて制御する方法を意味している。

【0193】

すなわち、まず、目標投入電力に対して、安定制御領域の中でデューティを設定する。図19の例ではデューティ $d=0.8$ に設定し、目標投入電力に対応する周波数を決めて、インバータをこの周波数で運転し始める。

【0194】

そして、この周波数を出発点として、周波数を微調節することで、電力をフィードバック制御する。もし、図16に示した曲線S60に沿って周波数を微調節するのであれば、デューティをできるだけ大きな値に設定する。

【0195】

図4を用いて説明したプラズマ発生用電源装置100では、制御回路CTを用いてインバータIVの周波数を微調節する構成を開示したが、この場合、制御回路CTに、例えば位相制御回路(PHL: Phase Locked Loop)などを用いれば、マッチング状態を動的に制御することができ、負荷の状態によらず最適な制御が可能となる。

【0196】

このような方法は、投入電力が小さく、負荷の静電容量がばらつきやすい、予想値から外れやすい領域で有効である。

【0197】

同時に、例えば投入電力が最大値に近い場合、できるだけ回路の共振点に近い周波数で負荷に高い電圧を印加する必要があるが、もし負荷の静電容量が変化した場合、マッチングが僅かにずれても、負荷に印加される電圧は大きく変化することになり、目標投入電力を投入できなくなってしまう。このような場合は、僅かに周波数を制御するだけでマッチングを回復することができるので、周波数を変化させて制御する方法が有効である。

【0198】

なお、先に、周波数 f_{max} 以上の周波数は用いないとして説明したが、上記で説明したように、周波数の微調節の範囲であれば、周波数 f_{max} を超えても問題ない。

【0199】

もちろん、周波数 f_{max} を越える場合と以下の場合とで、あるいは目標投入電力以上の場合と未満の場合とで制御方法を変更し、例えば目標投入電力以上ではデューティ固定の周波数制御、目標投入電力未満では、周波数固定のデューティ制御のように制御方法を切り替えても良い。

【0200】

デューティ固定で周波数を制御する方法では、デューティを一定に保つため、最初に設定するデューティを最大値（例えば $d = 0.95$ ）に設定することができるので、投入電力を大きくできる、また、電力投入能力に余裕ができるという利点も有している。

【0201】

<11-3-3. デューティおよび周波数制御>

図19において、矢印A3で示される方向は、デューティと周波数とを同時に制御する方法を意味している。

【0202】

この方法は、例えば力率を一定に保ちたいなどの要求がある場合に有効な方法であるが、一方を変化させたときに他方を同時に、どのように変化させるかについては、デューティ、周波数および目標投入電力の3つの要素の関係についての情報を有したマップやテーブル等を予め準備しておき、その情報に基づいてインバータを制御すれば良い。

【0203】

<12. 電圧の跳ね上げについて>

図1および図4を用いてそれぞれ説明したプラズマ発生用電源装置90および100においては、幾つかの重要な要素が存在する。

【0204】

特許文献1の図12において示されているプラズマ発生用電源装置では、インバータとオゾナイザの間に変圧器が設けられている。これは、オゾナイザに印加する電圧が、一般に数kV以上と非常に高いため、これほどのピーク値を持つ波形を直接生成することができず、最初は低い電圧でインバータ駆動しておいて、これを変圧器を用いて昇圧する方法を採っていたからである。

【0205】

これに対して、図1や図4に示す回路構成ではインバータとオゾナイザの間にはトランスを設けていない。このような構成が可能になったのは、kV以上の電圧を直接スイッチング可能なインバータおよびスイッチング素子を用いることで、数kV以上のピーク値を持つ波形を直接生成していることと、放電負荷（オゾナイザ）1に直列に配設されたりアクトルFLと放電負荷1との共振現象を用いて、オゾナイザ1の両電極に印加する電圧を跳ね上げていることの2点による。

【0206】

特に、共振による電圧跳ね上げの最適化は重要な要素であり、以下に、電圧跳ね上げの最適化について説明する。

【0207】

先に、周波数を変化させた場合に負荷への投入電力（すなわち放電電力）がどのように変化するかについて図5を用いて説明したが、図5に示されるように、周波数を変化させた場合に放電電力はあるところでピークを持つ。そして、誘電体バリア放電における投入電力 P_{oz} と印加電圧のピーク値 V_{0p} との関係を表す数式(3)から、印加電圧のピーク値に対して放電電力は理想的には1次元的に増加することが判るが、これは特定の周波数で電圧がピーク値を持つことを意味している。

【0208】

このことは、この特定の周波数で回路が共振状態になることを示しており、これが電圧を跳ね上げるという意味である。

【0209】

本発明の特徴の1つは、インバータによってスイッチングした交流波形を共振回路によって直接にオゾナイザの両電極に印加している点である。このような回路構成の場合に、オゾナイザの両電極にどの程度までの電圧が印加できるのか、また、このような回路構成で、上述のような負荷の条件を満たすことができるのかについて検証する。

【0210】

<12-1. 印加可能電圧>

まずオゾナイザへの印加可能電圧を検証する。

インバータの母線電圧を V_d 、インバータのデューティを d とする。この場合、電圧の実効値 V_{drms} は $V_{drms} = \sqrt{d} \times V_d$ で与えられる。同じ実効値の正弦波のピーク値（インバータの出力電圧と呼称する場合もあり）を V_0 とすると、 $V_0 = \sqrt{2} \times V_{drms} = \sqrt{2d} \times V_d$ 、である。

【0211】

オゾナイザの放電電力は数式(3)で与えられ、オゾナイザに流れる平均的な電流は下記の数式(6)で与えられる。

【0212】

【数6】

$$I_{rms} = \frac{P_{oz}}{V^*} + 4fC_a V^* + 4fC_p V_p \quad \dots (6)$$

【0213】

従って、平均的な電圧つまり V_{drms} は、下記の数式(7)で与えられる。

【0214】

【数7】

$$V_{drms} = \frac{P_{oz}}{I_{rms}} = \frac{\frac{V_p}{V^*} - \left(1 + \frac{C_a}{C_g}\right)}{\left(1 + \frac{C_p}{C_g}\right) \frac{V_p}{V^*} - 1} V^* \quad \dots (7)$$

【0215】

ここで、電圧跳ね上げ率 M を、オゾナイザ両電極の電圧のピーク値 V_p （これを負荷ピーク電圧と呼称する場合もあり）と実効正弦波のピーク電圧 V_0 との比（ V_p/V_0 ）として定義すると、電圧跳ね上げ率 M は下記の数式(8)で与えられる。

【0216】

【数 8】

$$\begin{aligned}
 M = \frac{V_p}{V_0} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\left(1 + \frac{C_p}{C_g}\right) \frac{V_p}{V^*} - 1}{1 - \left(1 + \frac{C_a}{C_g}\right) \frac{V^*}{V_p}} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1 - \left(1 + \frac{C_a}{C_g}\right) \frac{\sqrt{2} V^*}{V_0}}{\left(1 + \frac{C_p}{C_g}\right) \frac{V_0}{\sqrt{2} V^*} - 1} \quad \dots (8)
 \end{aligned}$$

【0217】

これが電源の周波数を回路の共振周波数に合わせた場合に、オゾナイザの両電極に印加可能な電圧を表している。

【0218】

ここで、図 20 に負荷に印加される電圧、電源電圧および跳ね上げ率の関係を示す。図 20 においては、横軸に、放電維持電圧 V^* と実効正弦波のピーク電圧 V_0 との比を示し、縦軸に跳ね上げ率 M と、放電維持電圧 V^* と負荷電圧 V_p との比率を示している。なお、浮遊の静電容量 C_p はゼロとしている。

【0219】

数式 (8) から判るように、跳ね上げ率 M はオゾナイザの構造に依存する各静電容量の値と、放電維持電圧 V^* と実効正弦波のピーク電圧 V_0 との関数である。

【0220】

図 20 には実効正弦波のピーク電圧 V_0 を変化させた場合の跳ね上げ率 M の変化を、誘電体の静電容量値 C_g とガス領域の静電容量値 C_a との比が、 $C_g/C_a = 1.0$ の場合と、 $C_g/C_a = 1.5$ の場合についてそれぞれ特性曲線 S71 および S72 として示している。

【0221】

また、図 20 には実効正弦波のピーク電圧 V_0 を変化させた場合の負荷電圧、すなわち負荷ピーク電圧 V_p の変化を、 $C_g/C_a = 1.0$ の場合と、 $C_g/C_a = 1.5$ の場合についてそれぞれ特性曲線 S71 および S72 として示している。

【0222】

特性曲線 S71 および S72 からは、オゾナイザの両電極に印加される電圧、すなわち放電維持電圧 V^* は、実効正弦波のピーク電圧 V_0 が大きくなると当然大きくなるが、それにも関わらず、跳ね上げ率 M の値はあるところで最小値を持つような特性となることが判る。

【0223】

オゾナイザに電圧を印加して電力を投入したい場合、図 20 に向かって右方向、すなわち実効正弦波のピーク電圧 V_0 を高くすることになる。この場合、特性曲線 S71 および S72 負荷から判るように、負荷への電力投入が大きくなり、負荷が C 負荷に近づくため、跳ね上げ率 M が大きくなる。

【0224】

しかしこの場合は無効電力も大きくなる傾向にあり、極端に実効正弦波のピーク電圧 V_0 を大きくすることは得策ではない。

【0225】

一方、オゾナイザの耐圧の問題などの理由で、オゾナイザ両電極の電圧はあまり高くしたくないが、電力は投入したい場合、図 20 に向かって左方向、すなわち実効正弦波のピーク電圧 V_0 を小さくすることになる。

【0226】

この場合、跳ね上げ率 M の値は、オゾナイザ両電極の電圧が低くなり、放電期間が短くなるため、非放電時の静電容量が支配的となり、この静電容量との共振で大きくなる。この場合は、電源周波数を高くすることで共振点を外すことが望ましい。ただし、極端に周波数が高くなることは同様に得策ではない。

【0227】

従って、共振回路の特性としては電圧をできるだけ跳ね上げた方が、インバータの電圧が低くて済むので望ましいことではあるが、実際の駆動を考えた場合は、図 20 の特性曲線 S71 および S72 の最下点の近傍、より具体的には最下点の実効正弦波のピーク電圧 V_0 を 0% ~ 20% 増減した電圧で用いることが適切である。

【0228】

以上のことから、最適なインバータの駆動条件あるいは共振回路の設計条件としては、次の 2 点を挙げることができる。

【0229】

(1) インバータの電源周波数を共振回路の共振周波数に近い値（より具体的には共振周波数を 5% ~ 10% 増した周波数）とすること。

【0230】

(2) 実効正弦波のピーク電圧 V_0 （あるいはインバータの母線電圧 V_d ）に対する電圧跳ね上げ率 M の特性曲線において、電圧跳ね上げ率 M が最小となるような電源電圧 V_0 を選ぶこと。

【0231】

これらの条件に従うことで、無効電力を最小として、電圧の跳ね上げを効率的に行うことができる。

【0232】

現実的には、負荷に希望どおりの電力を投入したいなどの要求のため、上述の条件から外れて用いることもありうる。実際には跳ね上げ率 M の最下点の値の半分ないし 2 倍程度が実用的な範囲である。

【0233】

そこで、オゾナイザの構造に則した具体例に基づいて、電源動作条件範囲の定式化を行う。

【0234】

< 12-2. 電源電圧 V_0 の現実的な範囲、および跳ね上げ率 M の現実的な範囲 >

図 20 に示す跳ね上げ率 M の最下点での値を M の代表値 M_{00} とし、そのときの実効正弦波のピーク電圧 V_0 の値を代表値 V_{00} とする。

【0235】

代表値 V_{00} およびそのときの跳ね上げ率 M の値の最小値 M_{00} は、下記の数式 (9) および数式 (10) で表される。なお、それぞれの数式は近似式に変形している。

【0236】

【数 9】

$$V_{00} = \sqrt{2} V^* \left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right)}} \right)$$

$$\cong \frac{V^*}{\sqrt{2} \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right)} \quad \dots (9)$$

【0237】

【数 10】

$$M_{00} = \sqrt{2} \left(\left(\left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right) - \frac{1}{2} \right) + \sqrt{\left(\left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right) - \frac{1}{2} \right)^2 - \frac{1}{4}} \right)$$

$$\cong 2\sqrt{2} \left(\left(1 + \frac{C_a}{C_g} \right) \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right) - 0.5 \right) \quad \dots (10)$$

【0238】

以上の検証の結果、共振回路によってどの程度電圧を跳ね上げることができるかは、負荷の静電容量と投入電力によって決まることが判った。

【0239】

従って、負荷の静電容量と数式(9)および数式(10)から、代表値 V_{00} および M_{00} を決定する。その次に目標投入電力に合致するように実効正弦波のピーク電圧 V_0 を調節する。これはインバータの母線電圧 V_d の設計値を調節する、あるいは PWM 制御でインバータのデューティを調節する、ということを意味している。

【0240】

実効正弦波のピーク電圧 V_0 を代表値 V_{00} から変化させると、図 20 に曲線 S81 および S82 示すように負荷ピーク電圧 V_p が変化し、同時に跳ね上げ率 M も変化する。つまり、構造で跳ね上げ率 M の代表値 M_{00} が決まり、電力を調節しようとする跳ね上げ率 M がこれよりいくらか高くなる。

【0241】

従って、跳ね上げ率 M の値を厳密に求めるためには、オゾナイザの静電容量の値と実効正弦波のピーク電圧 V_0 あるいは電力が明確である必要がある。

【0242】

ただし、前述のように、実効正弦波のピーク電圧 V_0 が大きすぎる場合は無効電力が大きくなり、実効正弦波のピーク電圧 V_0 が小さい場合はオゾナイザに電圧が十分印加できず、必要な電力を得るために周波数を非常に高くすることになる。

【0243】

従って、現実的な実効正弦波のピーク電圧 V_0 の範囲は、前述のように、代表値 V_{00} の半分ないし 2 倍程度である。

【0244】

ここで、図21に幾つかの実際のオゾナイザを本発明のプラズマ発生用電源装置100で駆動した場合の、電源電圧（実効正弦波のピーク電圧） V_0 と跳ね上げ率 M との関係を示す。

【0245】

図21においては、横軸に、放電維持電圧 V^* と実効正弦波のピーク電圧 V_0 との比を示し、縦軸に跳ね上げ率 M を示している。そして、特性曲線 S_{91} 、 S_{92} 、 S_{93} および S_{94} で示される5種類のオゾナイザについての動作特性を示している。なお、上記特性曲線 $S_{91} \sim S_{94}$ は、市販されているオゾナイザを、本発明のプラズマ発生用電源装置100で駆動して得られる特性である。

【0246】

図21においては各オゾナイザの動作点をポイント91～95で示しており、オゾナイザの中には、跳ね上げ率 M の最下点、すなわち代表値 M_{00} の近傍で動作させるものもある。なお、以下の説明ではポイント91～95の動作点を有するオゾナイザを、それぞれオゾナイザ91～95と呼称する。

【0247】

例えば、オゾナイザ92は、特性曲線 S_{92} のほぼ最下点を用いているが、オゾナイザ91は、特性曲線 S_{91} の最下点よりも少し電力を投入する必要があるため、電源電圧を高くしている。また、オゾナイザ95はオゾナイザ91よりもさらに電力を投入する必要があるため、電源電圧をさらに高くしている。

【0248】

またオゾナイザ94は、誘電体の静電容量 C_g が非常に大きい装置であり、この場合、オゾナイザ負荷の容量性分が弱くなり、従って共振によって電圧が跳ね上げにくくなるため、 M の値は小さくなる。一方、電力を投入するために実効正弦波のピーク電圧 V_0 を上げるので、跳ね上げ率 M は代表値 M_{00} よりかなり大きな値になっている。

【0249】

また、オゾナイザ91、92、94および95は、構造上、浮遊の静電容量 C_p を無視できたが、オゾナイザ93は浮遊の静電容量 C_p を無視できない。このため、跳ね上げ率 M の最下点が他の3つと大きく異なっている。

【0250】

また、オゾナイザ93は、ガス領域の静電容量 C_a が非常に大きいという特徴があり、浮遊の静電容量 C_p の効果とも併せて、オゾナイザ負荷の容量性分が強くなり、結果として跳ね上げ率 M が非常に大きく、最下点で8近くなる。また、本発明のプラズマ発生用電源装置100では、電力を投入するために電圧を上げずに周波数を高くするという方法を採用しているため、オゾナイザ93は最下点よりも左側の跳ね上げ率を使用している。

【0251】

ここで、図22に数式(10)をグラフとして表す。

図22においては、横軸に数式(10)に示される各静電容量の関数部分を示し、縦軸に跳ね上げ率 M を示している。そして、太線で描かれた特性曲線 S_{101} は数式(10)の理論線を、また、これに沿った直線 S_{102} が近似式を表している。この直線上の値が代表値 M_{00} である。また、図21に示した5つのオゾナイザ91～95の、実用に供される跳ね上げ率 M の値についても、それぞれポイント91～95として示している。

【0252】

何れの跳ね上げ率 M も、代表値 M_{00} の理論線よりも若干上に位置しているが、例えばポイント94はかなり大きな値になっている。

【0253】

これらの例から、実効正弦波のピーク電圧 V_0 の値の現実的な範囲、および跳ね上げ率 M の値の現実的な範囲を見積もることができる。

【0254】

まず、実効正弦波のピーク電圧 V_0 の現実的な範囲としては、図 21 から、数式 (9) で示された V_{00} の値の半分のないし 2 倍程度と考えられる。

【0255】

また、跳ね上げ率 M の現実的な範囲は、数式 (10) で決定される代表値 M_{00} の値に対して、 $M_{00} + 2 > M > M_{00} / 2$ 、として良い。

【0256】

< 12-3. 電源電圧 V_0 とインバータ母線電圧 V_d との関係について >

次に、電源電圧 V_0 とインバータ母線電圧 V_d との関係について検証する。

これまでの議論は、波形は完全な正弦波で、回路の損失が全くないという仮定に基づいていた。すなわち、理想的な状況での回路の共振を議論していた。しかし実際には幾つもの考慮すべき要素が存在する。

【0257】

具体的には、インバータの出力の力率、回路（リアクトルなど）の損失などである。さらにこれまでの議論は電源周波数を回路の共振周波数に完全に一致させた場合についてなので、実際には共振点を少し外れた点で用いることを考えると、さらに電圧の余裕を見ることが望ましい。

【0258】

これらの要素による電圧の低減率を η とすると、インバータの母線電圧 V_d は、下記の数式 (11) で表される。

【0259】

【数11】

$$V_d = \frac{V_0}{\eta \sqrt{2d}} \quad \dots (11)$$

【0260】

ここで、例えば $d = 0.25$ 、 $\eta = 1$ で $\eta \sqrt{d} = 0.5$ 、また、 $d = 0.8$ 、 $\eta = 0.56$ で $\eta \sqrt{d} = 0.5$ となるように、 $\eta \sqrt{d}$ は最低でも 0.5 程度、と考えられる。

【0261】

すなわち、 $1 > \eta \sqrt{d} > 0.5$ 、と考えてよい。

【0262】

先の議論で、 $M_{00} + 2 > M > M_{00} / 2$ としたので、オゾンイザ両端の電圧 V_p とインバータ母線電圧 V_d との比率 M_d (V_p / V_d) の範囲は下記の数式 (12) で表され、現実的な範囲を指定できる。

【0263】

【数12】

$$\sqrt{2}(M_{00} + 2) > M_d > \frac{\sqrt{2}}{4} M_{00} \quad \dots (12)$$

【0264】

また、電源電圧 V_0 の範囲は、式 (9) で表される代表値 V_{00} の半分のないし 2 倍であるので、この関係に数式 (11) を適用して V_d で表せば、インバータ母線電圧 V_d の範囲は下記の数式 (13) で表される。

【0265】

【数 1 3】

$$\frac{4}{\sqrt{2}} V_{00} > V_d > \frac{1}{2\sqrt{2}} V_{00} \quad \dots (13)$$

【0 2 6 6】

そして上式は、下記の数式 (14) に変形でき、静電容量に基づいてインバータ母線電圧 V_d の範囲を指定できる。

【0 2 6 7】

【数 1 4】

$$\frac{4V^*}{1 + \frac{C_p}{C_a}} > V_d > \frac{V^*}{2 \left(1 + \frac{C_p}{C_g} \right)} \quad \dots (14)$$

【0 2 6 8】

上述した数式 (12) および (14) で規定される範囲は、現実的なオゾナイザへの適用を考慮した場合はかなり広い。

【0 2 6 9】

そこで、下記の表 1 に、図 2 1 および図 2 2 に示したオゾナイザ 9 1 ~ 9 5 の動作条件を示し、これらの情報に基づいて、インバータ母線電圧 V_d およびオゾナイザ両端の電圧 V_p の、より現実的な範囲を規定する。

【0 2 7 0】

【表 1】

表 1

オゾナイザ番号	91	92	93	94	95
ca/cg	0.7	0.49	1	0.17	0.67
cp/cg	0	0	0.63	0	0
放電維持電圧 V^*	2390	4280	1600	2460	2115
放電電力密度 W/S	0.25	0.25	2.5	0.64	0.2
オゾナイザ電圧 (ピーク値) V_p [V]	8000	11000	5375	8407	10000
インバータ母線電圧 V_d [V]	2180	3840	634	2970	2258
$Md = V_p / V_d$	3.7	2.87	8.47	2.83	4.4

【0 2 7 1】

なお、上記表 1 は、市販されているオゾナイザを、本発明のプラズマ発生用電源装置 100 で駆動した結果である。

【0 2 7 2】

表 1 において、放電電力密度 (W/S) は、電極単位面積 ($/cm^2$) あたりに投入される放電電力を表し、装置構造にも依存する値である。

【0 2 7 3】

上記表 1 に示されるオゾナイザ 9 1、9 2、9 4 および 9 5 は、何れも図 1 0 を用いて説明したような円筒多管式のオゾナイザであり、この方式では負荷に並列な浮遊の静電容

量 C_p は無視できるほど小さく、表 1 においては C_a/C_p はゼロとしている。しかし、オゾナイザ 93 は特殊な構造を有し、 $C_a/C_p = 0.63$ となっている。

【0274】

ここで、オゾナイザ 93 のようなタイプのオゾナイザを例外とし、浮遊の静電容量 C_p をゼロとして扱えるオゾナイザに限定するのであれば、数式 (14) はさらに簡単になり、 $4V^* > V_d > 0.5V^*$ として静電容量を含まない形にできる。

【0275】

表 1 の情報に基づけば、上記範囲は $2V^* > V_d > 0.5V^*$ とでき、より現実的な範囲を指定できる。

【0276】

また、インバータ母線電圧 V_d に対するオゾナイザ両端の電圧 V_p の比率 M_d の範囲も、表 1 に基づけば $6 > M_d > 1$ となり、より現実的な範囲を指定できる。

【0277】

また、表 1 から判るように、放電維持電圧 V^* の値は $2\text{ kV} \sim 4\text{ kV}$ であり、この場合、素子耐圧は 1 kV 以上が必要になることが判る。さらにオゾナイザという用途を考えた場合、少なからぬ電流が流れる。従って、このインバータを構成するスイッチング素子としては、IGBT (insulated gate bipolar transistor) などの大容量の半導体素子が望ましい。

【0278】

<13. インバータの構成例>

上述したように、オゾナイザの駆動用の高圧インバータの場合、耐圧の大きなスイッチング素子が要求されることから、高耐圧の IGBT を用いる。一方、オゾナイザは近年高周波化しており、 $1\text{ kHz} \sim 20\text{ kHz}$ の周波数で駆動される。

【0279】

IGBT を高周波で駆動させた場合、ON 損失よりもむしろ、そのスイッチング損失が大きな問題になる。通常、電流が大きく、半導体素子での電力損失が大きく、発熱が問題になる場合、その電力損失を分担するために、半導体素子を複数個並列にして用いる。

【0280】

通常は半導体素子の電力損失は ON 時に流れる電流で決まるので、並列に接続された複数個の半導体素子を全部 ON にして同通させ、一個あたりの電流を減らす構成を採る。

【0281】

しかし、本発明のプラズマ発生用電源装置に使用するインバータの場合、先に説明したように ON 損失ではなく、スイッチング損失が支配的となる。この場合、ON 時の電流を減らすのではなく、1 つの半導体素子あたりの ON の回数を低減させれば良い。

【0282】

図 23 には、プラズマ発生用電源装置 100 に使用されるインバータ IV の構成の一例として、IGBT を 2 個並列に配設した構成を示している。

【0283】

図 23 に示されるように、主電源ライン (母線) P および N の間に、インバータ接続された IGBT 11 および 21、IGBT 31 および 42 が配設され、それぞれの組の出力ノードがリアクトル FL およびオゾナイザ 1 の電極に接続される構成となっている。

【0284】

そして、IGBT 11、21、31 および 42 には、それぞれ IGBT 12、22、32 および 42 が並列に接続されている。

【0285】

また、IGBT 11 および 12、IGBT 21 および 22、IGBT 31 および 32、IGBT 41 および 42 のそれぞれのゲート電極には、フリップフロップ回路 FF1、FF2、FF3 および FF4 を介して制御回路 CC から制御信号が与えられる構成となっている。

【0286】

例えばフリップフロップ回路 F F 1 は、I G B T 1 1 および 1 2 を交互にオンさせるための構成であり、そのタイミングチャートの一例を図 2 4 に示す。

【0287】

図 2 4 に示すように、最初の周期では I G B T 1 1 がオンし、次の周期では I G B T 1 2 がオンするように、I G B T 1 1 および 1 2 を周期ごとに切り替えて使用する。これは他の I G B T の組においても同様であり、このように制御することで、1つの半導体素子について、スイッチングの周波数が半分になり、スイッチング損失を半分にすることができる。

【0288】

なお、同様に並列に接続された半導体素子を、交互ではなく毎回同時にオンさせる場合には、電流の分流方法などを考慮する必要がある。電流の分流に失敗して片方の素子に過大に電流が流れると、半導体素子に不具合が発生する原因となる。しかし、図 2 4 のような構成で交互にオンさせれば、このような電流の分流の問題をなくすることができる。

【0289】

< 1 4 . オゾナイザ以外への適用例 >

以上の説明においては、本発明はオゾナイザへの適用を主として説明した。近年の主流となっているオゾナイザは、空気あるいは酸素原料で、ギャップ間隔 0 . 6 mm 以下、ガス圧力が大気圧以上である。このようなオゾナイザの場合は、オゾナイザに高い電圧を印加させる必要があること、放電維持電圧も k V 程度であること、周波数が k H z 以上であること、容量性負荷であることなどの点で本発明と適合する。

【0290】

一方、最初にも述べたように、本発明は容量性の放電負荷であれば適用可能であり、例えば、2枚のガラス板の間にキセノンなどの放電ガスを封入し、ガラスの間隙を放電ギャップとして、両側から交流電圧を印加し、内部に塗布された蛍光体からの発光を平面的に取り出す平板型光源と呼ばれる装置や、その他、誘電体バリア放電を利用した P D P (プラズマディスプレイパネル) やレーザ発振器などについても適用可能である。

【図面の簡単な説明】

【0291】

【図 1】 本発明に係る実施の形態のプラズマ発生用電源装置の基本構成を説明する図である。

【図 2】 インバータの電圧波形を示す図である。

【図 3】 オゾナイザに印加される電圧の変化を示す図である。

【図 4】 本発明に係る実施の形態のプラズマ発生用電源装置の構成を説明する図である。

【図 5】 制御装置の制御動作を説明する図である。

【図 6】 本発明に係る実施の形態の変形例の構成を示す図である。

【図 7】 本発明に係る実施の形態の変形例の構成を示す図である。

【図 8】 本発明に係る実施の形態の変形例の構成を示す図である。

【図 9】 本発明に係る実施の形態の変形例の構成を示す図である。

【図 10】 オゾナイザの構成を説明する図である。

【図 11】 オゾナイザのギャップ間隔のばらつきに起因する、放電維持電圧の分布を示す図である。

【図 12】 放電維持電圧の分布が生じた場合の放電の安定性を説明する図である。

【図 13】 放電維持電圧の分布が生じた場合の放電の安定性を説明する図である。

【図 14】 誘電体バリア放電を利用した放電負荷の等価回路を説明する図である。

【図 15】 インバータの出力波形と放電電力との関係を示す図である。

【図 16】 安定制御のための放電電力と周波数との関係を説明する図である。

【図 17】 安定制御領域でのインバータの電流電圧波形のシミュレーション結果を示す図である。

【図 18】 安定制御領域でのインバータの電流電圧波形のシミュレーション結果を示す図である。

す図である。

【図 19】 インバータのフィードバック制御の方法を説明する図である。

【図 20】 負荷電圧、電源電圧および跳ね上げ率の関係を示す図である。

【図 21】 電源電圧と跳ね上げ率との関係を示す図である。

【図 22】 跳ね上げ率の最小値と静電容量との関係を示す図である。

【図 23】 インバータの構成の一例を示す図である。

【図 24】 インバータを構成するスイッチング素子の制御方法を説明するタイミング

チャートである。

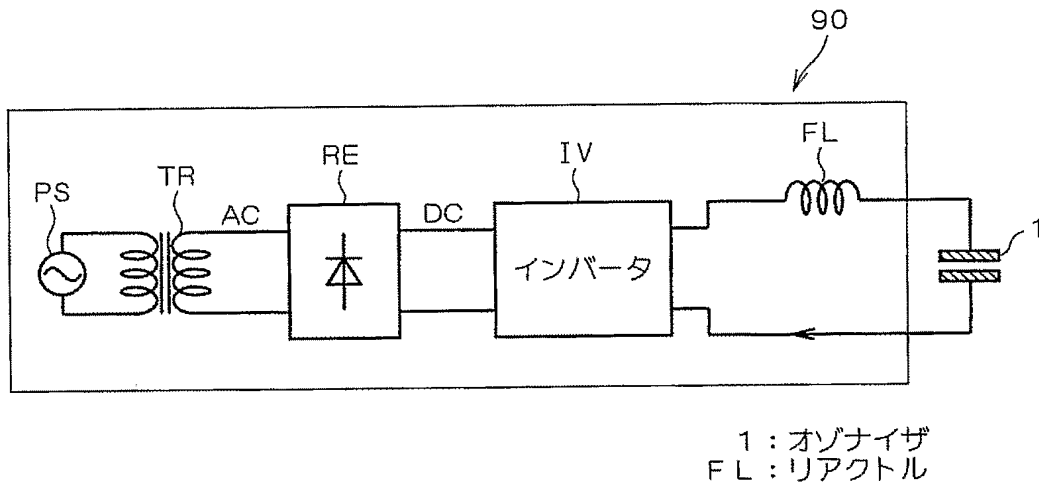
【符号の説明】

【0292】

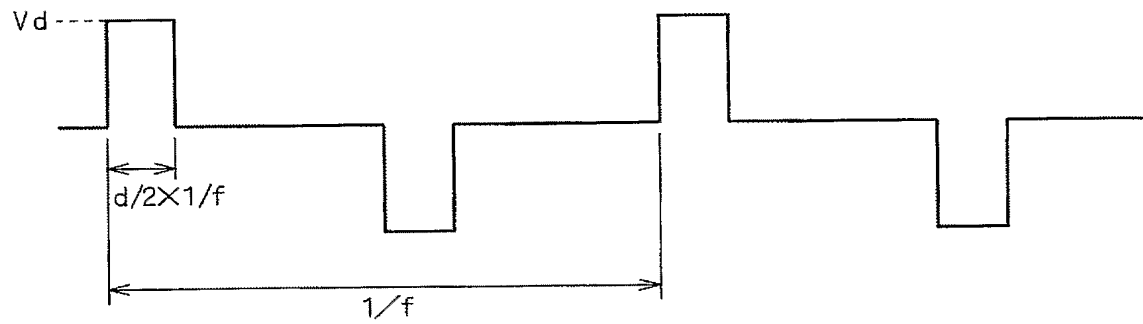
1 オゾナイザ、FL リアクトル、DT 電流検出器。

【書類名】 図面

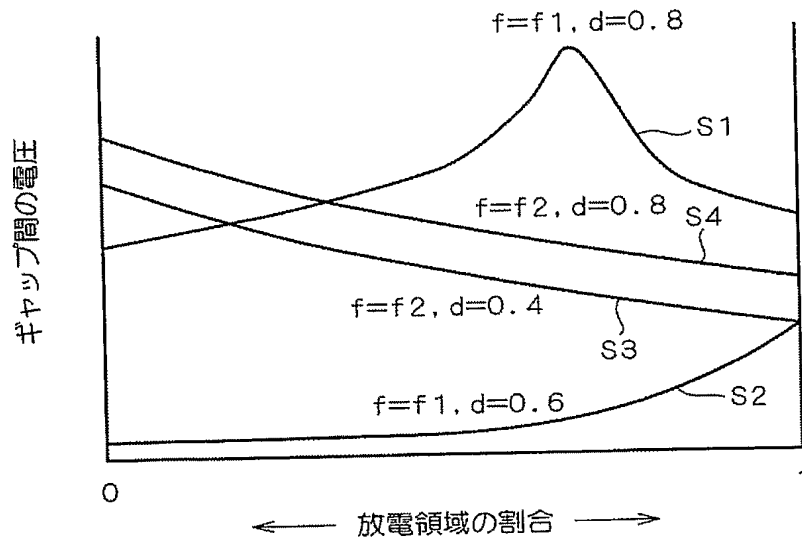
【図 1】



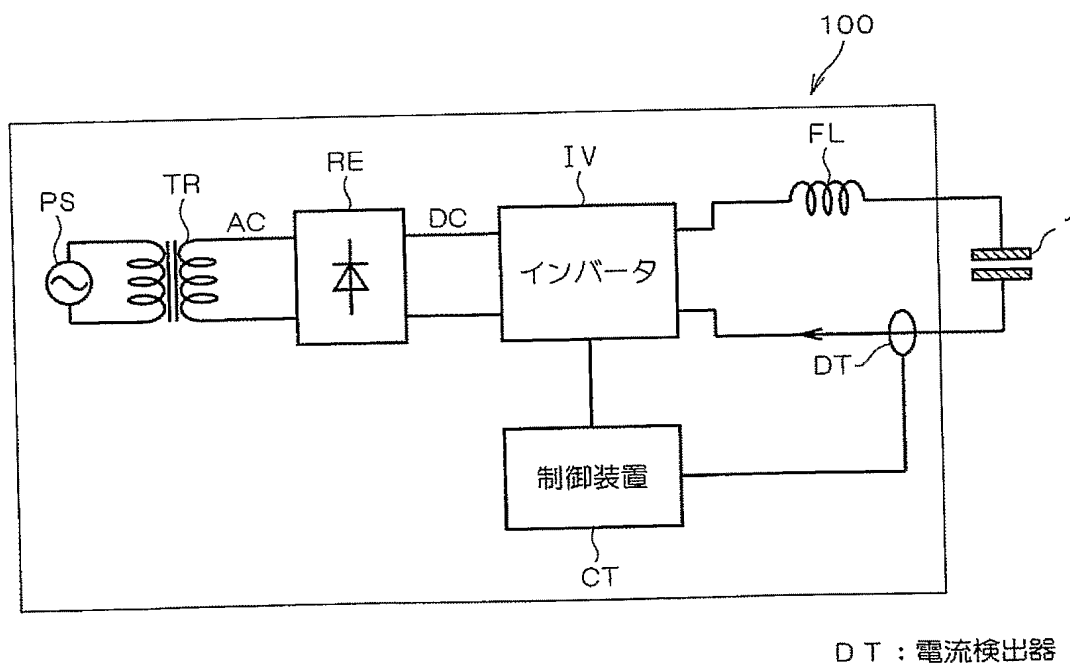
【図 2】



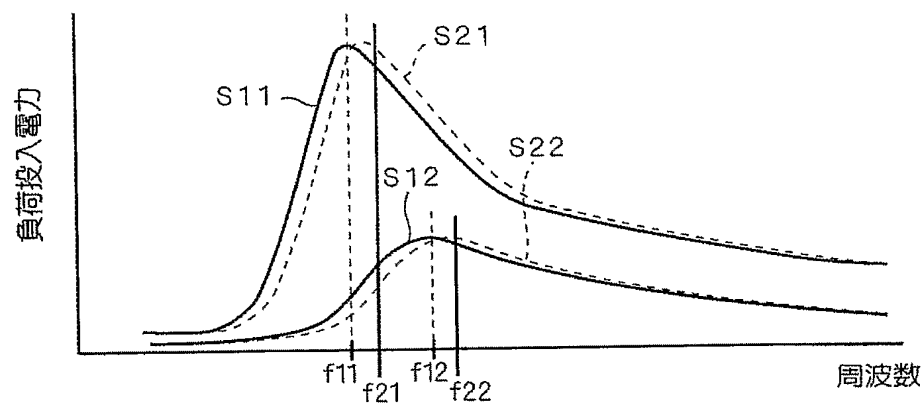
【図 3】



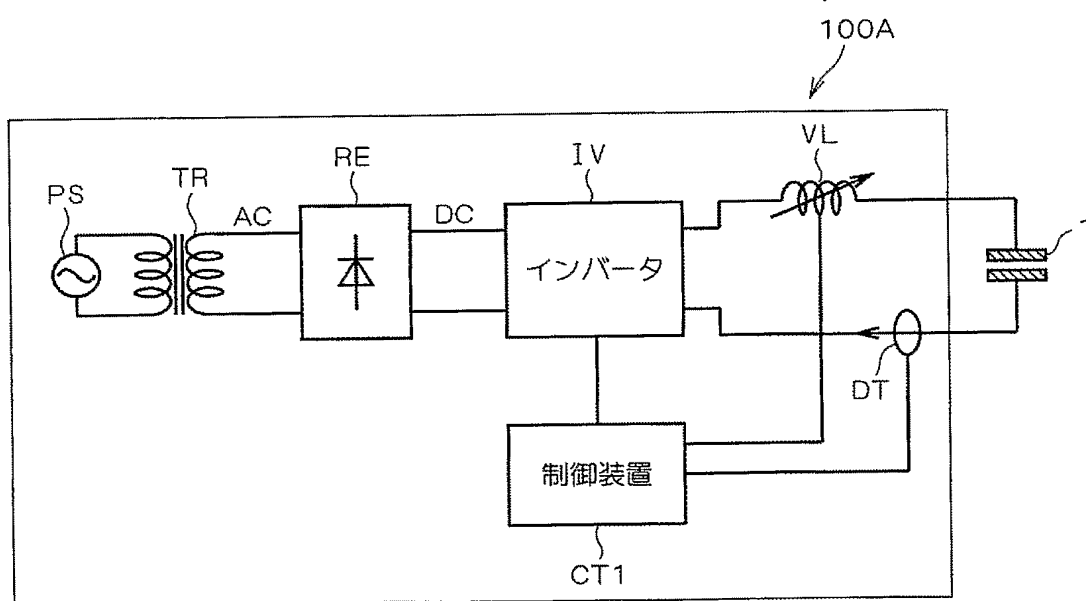
【図 4】



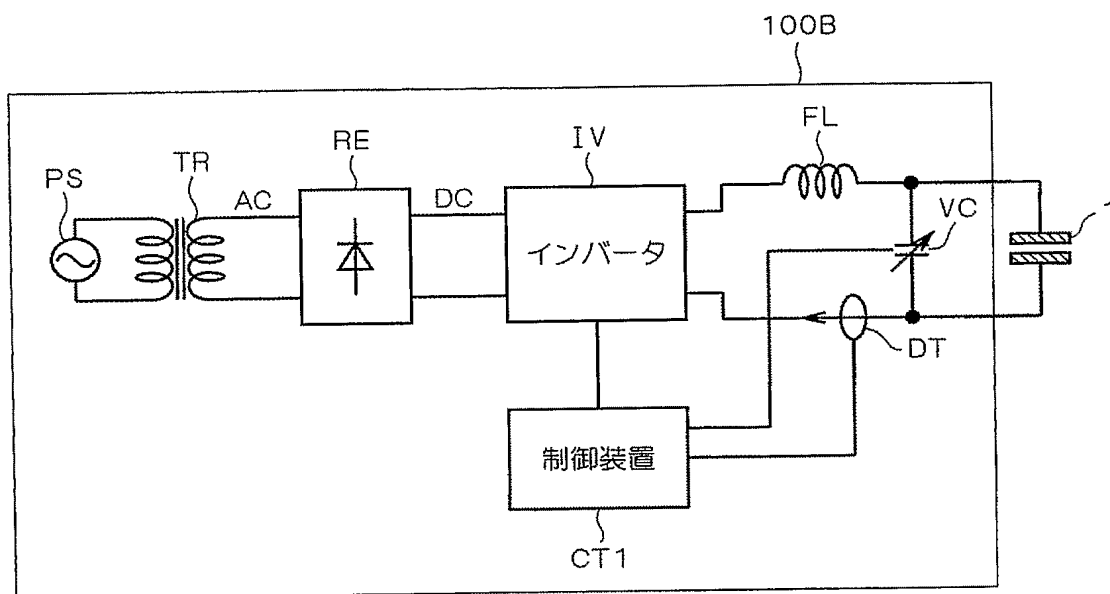
【図 5】



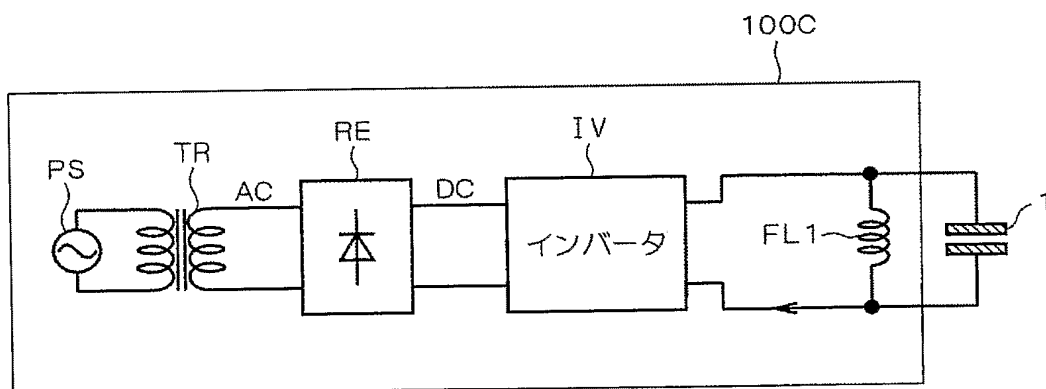
【図 6】



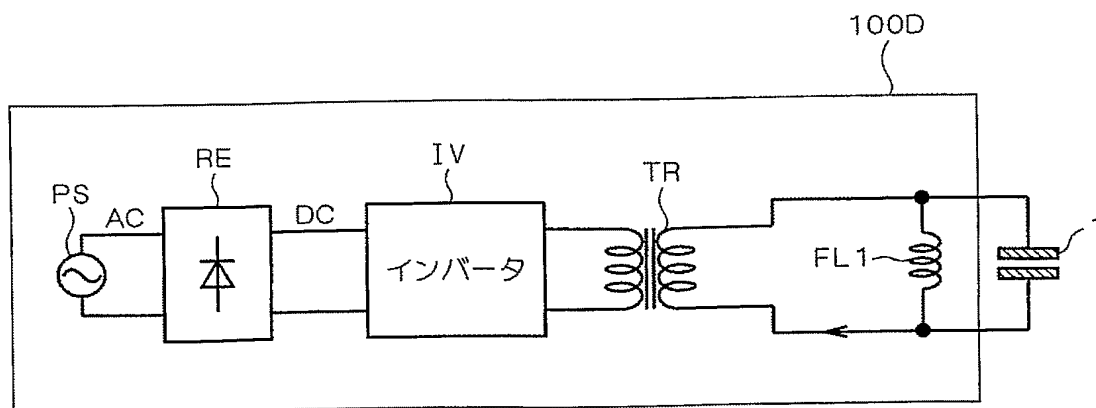
【図 7】



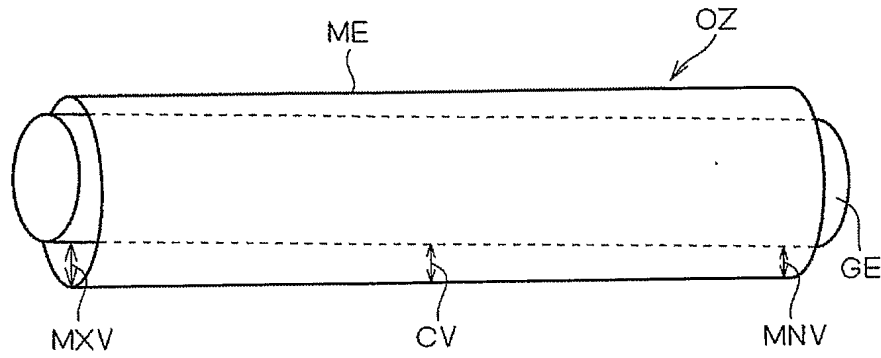
【図 8】



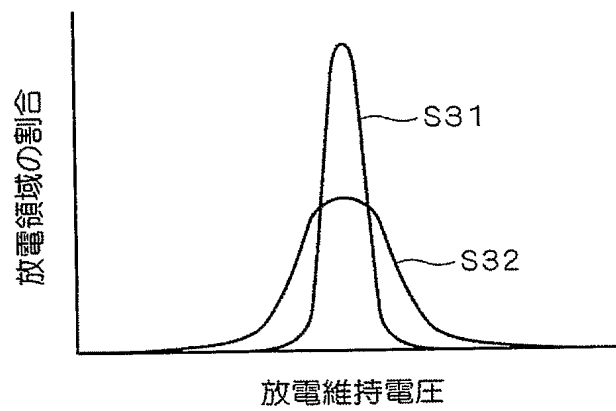
【図 9】



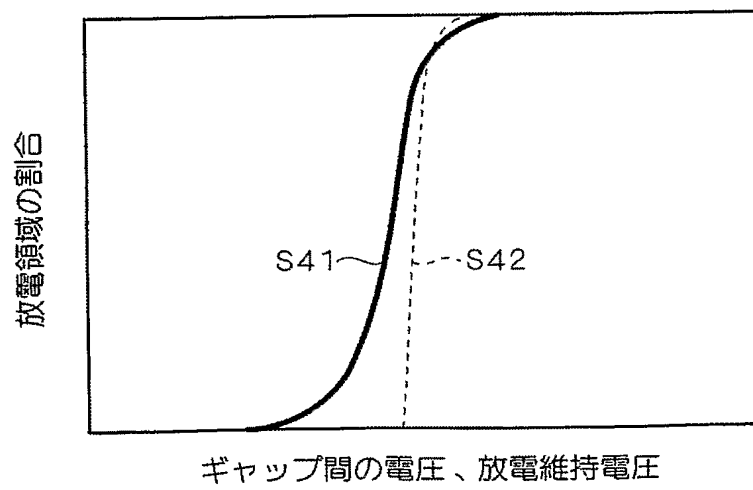
【図 10】



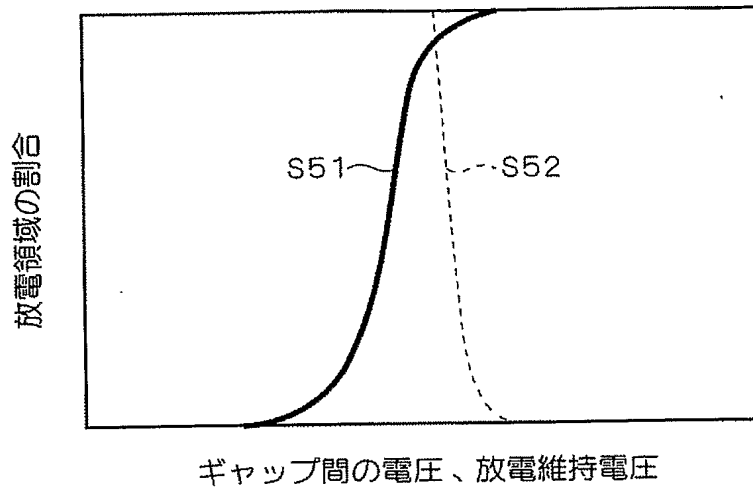
【図 11】



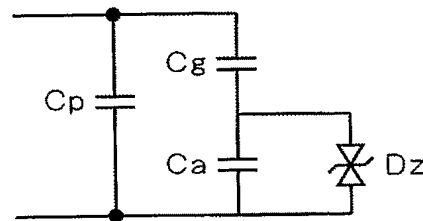
【図 12】



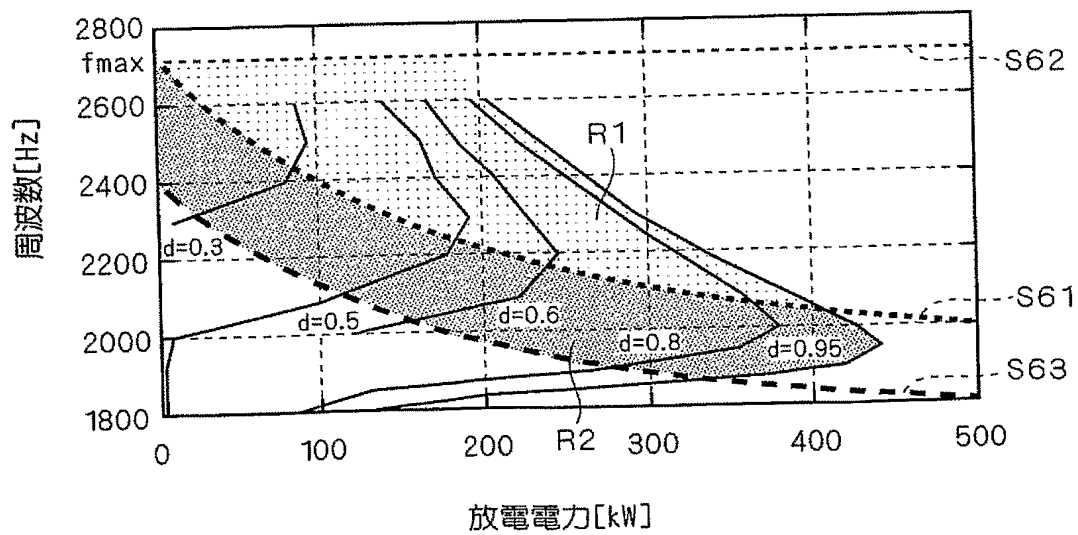
【図 13】



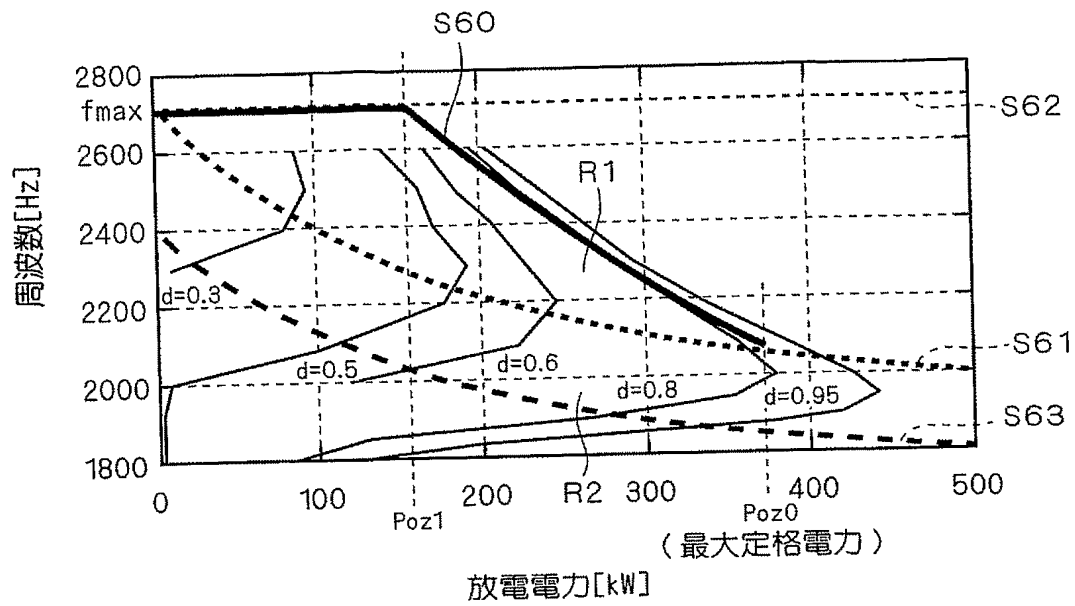
【図 14】



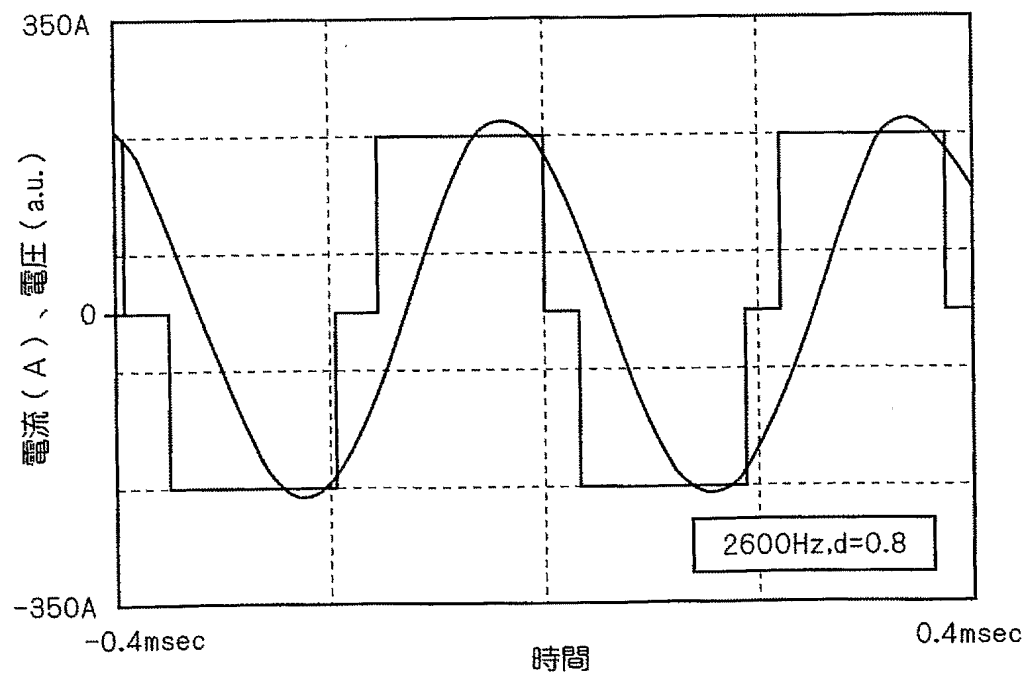
【図 15】



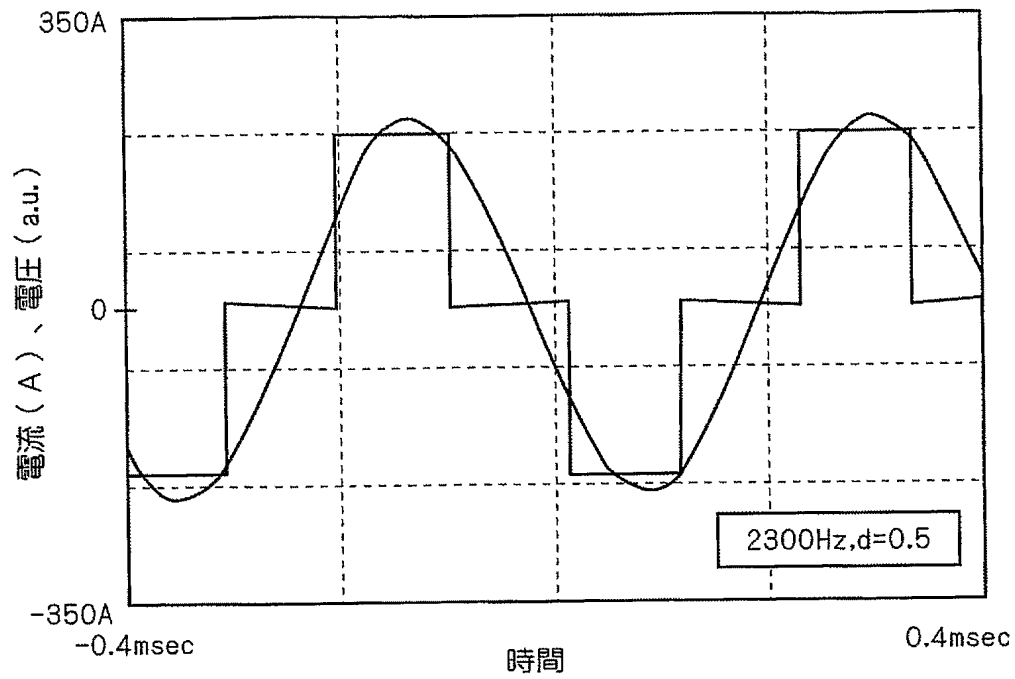
【図 16】



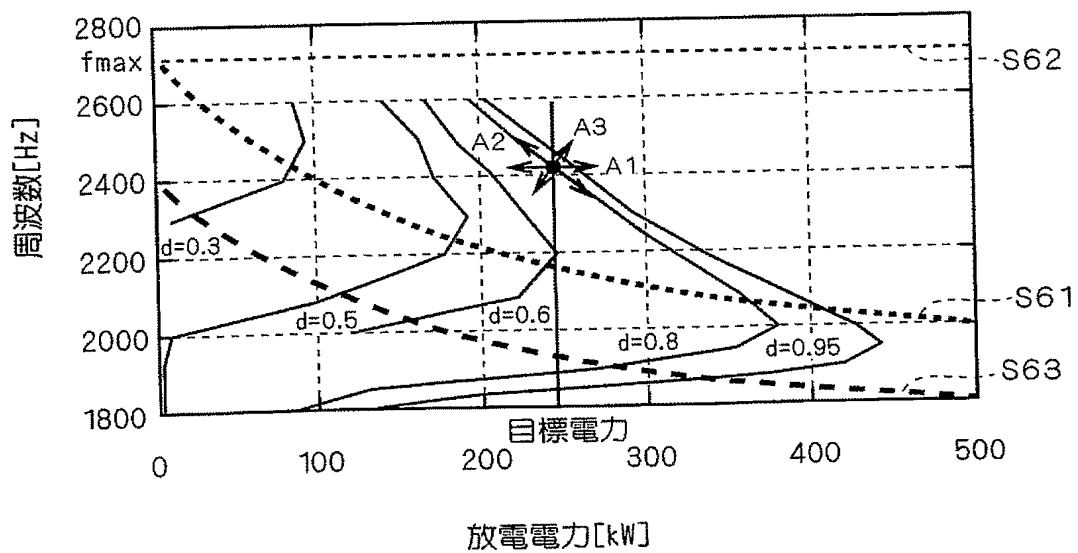
【図 17】



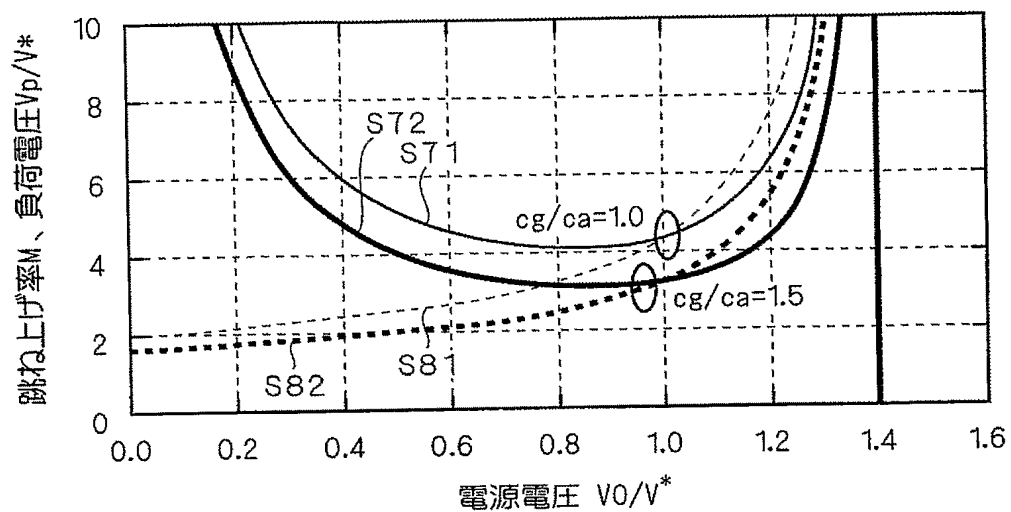
【図 18】



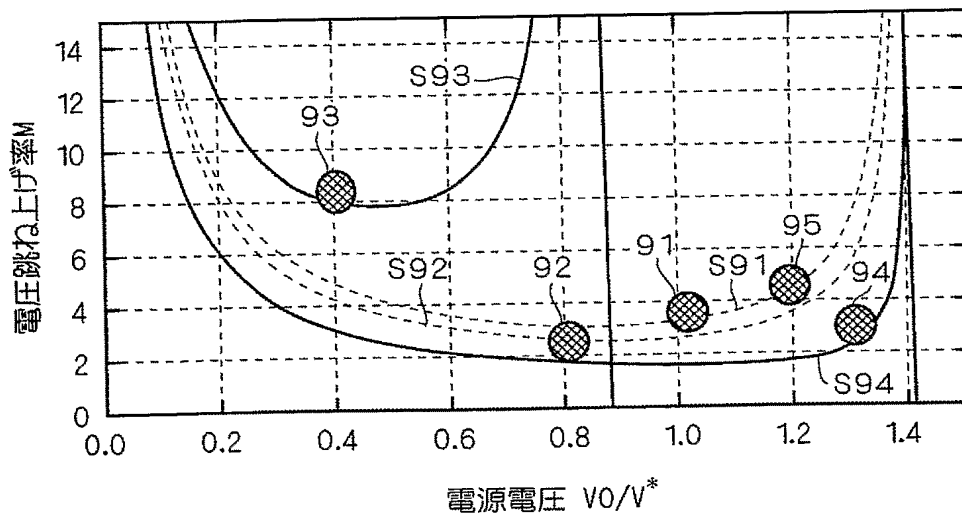
【図 19】



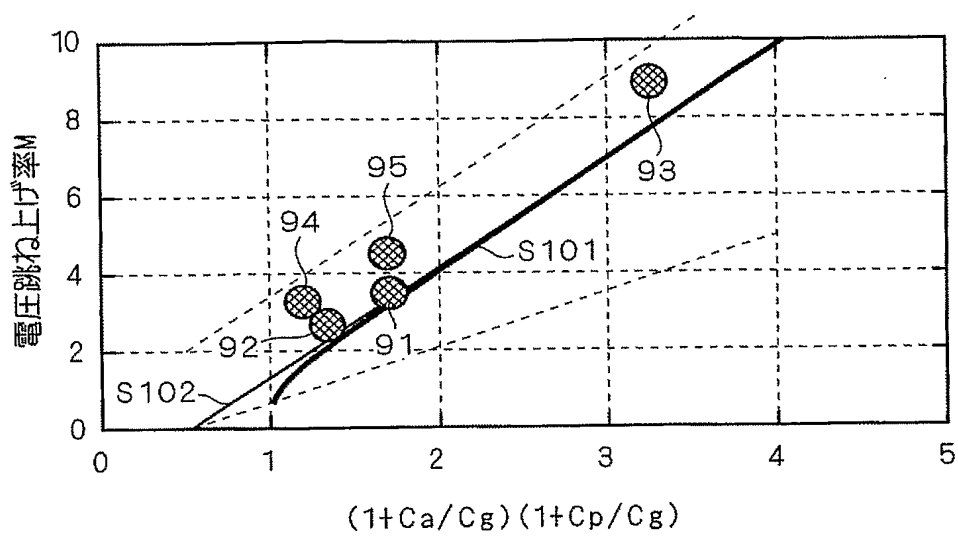
【図 20】



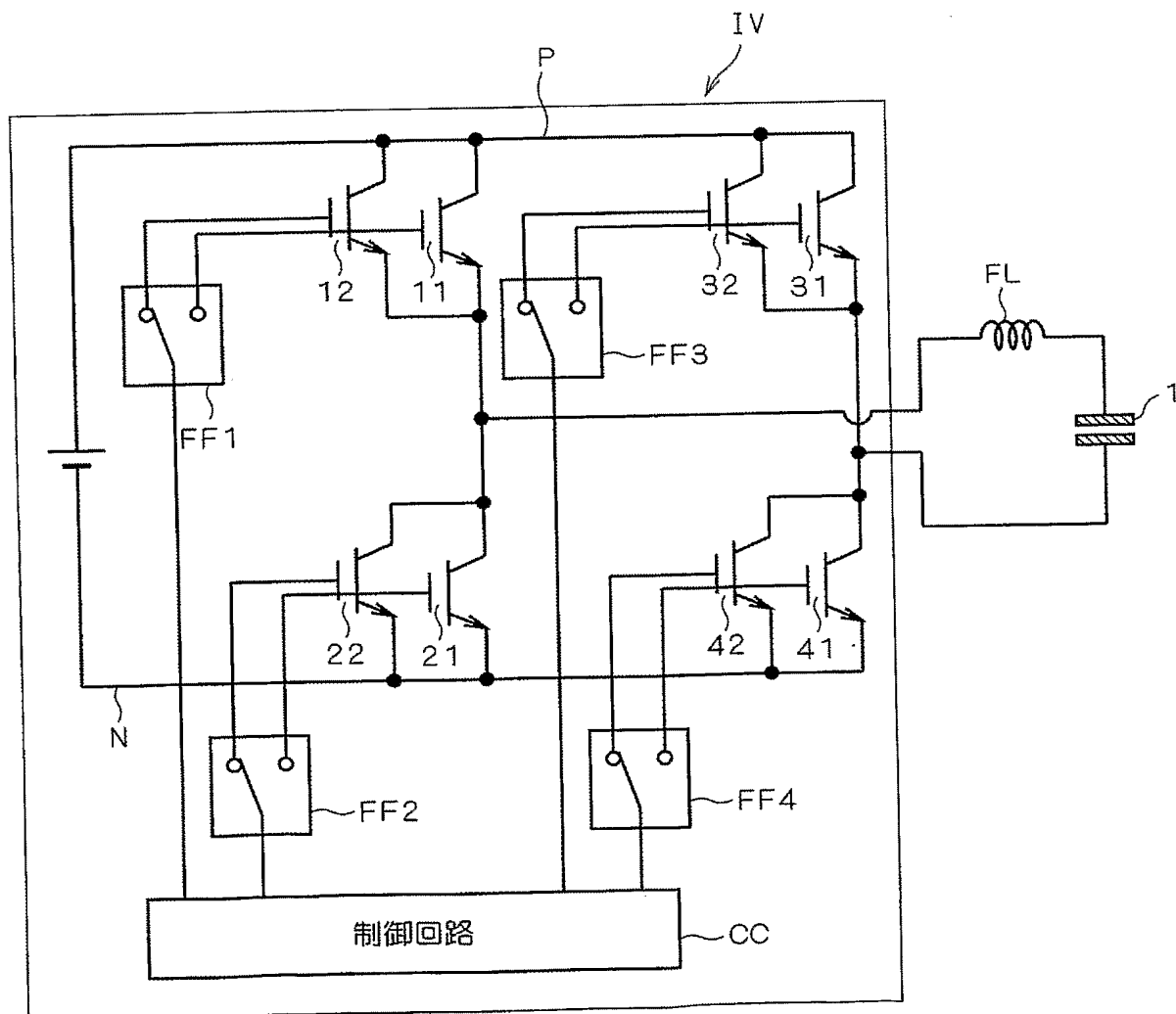
【図 21】



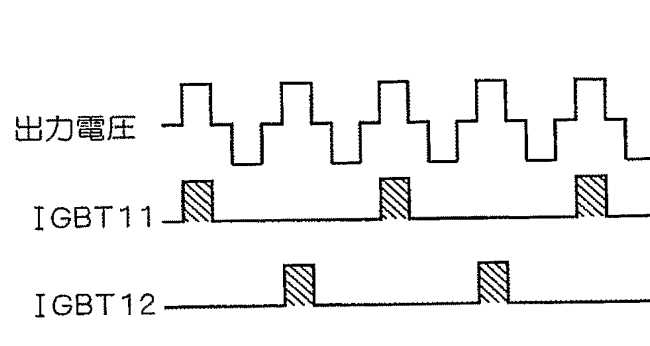
【図 2 2】



【図 2 3】



【図 2 4】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 最大定格条件ではできるだけ力率の高い条件で駆動を行い、投入電力を変化させた場合でも常に安定に動作させることのできる、プラズマ発生用電源装置を得る。

【解決手段】 交流電源 P S と、交流電源 P S に接続される変圧器 T R と、変圧器 T R に接続されると整流器 R E と、整流器 R E に接続されるインバータ I V と、インバータ I V から電力を供給されるオゾンナイザ 1 の電力ラインに直列に介挿されたリアクトル F L と、インバータ I V を制御する制御装置 C T を有している。制御装置 C T はオゾンナイザ 1 に流入する電流を電流検出器 D T で検出して、オゾンナイザ 1 の投入電力を一定に保つような制御を行う。

【選択図】 図 4

特願 2 0 0 4 - 0 9 5 2 4 8

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 6 0 1 3]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 2 4 日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都千代田区丸の内 2 丁目 2 番 3 号
氏 名	三菱電機株式会社